

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Application of:

Junichiro TONAMI

Serial No.

Art Unit:

Filed: concurrently herewith

Examiner:

For: INFORMATION
REPRODUCING APPARATUS

Atty Docket: 0102/0170

JC971 U.S. PTO
09/903566



SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENTS

Assistant Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

Sir:

Attached hereto please find certified copies of applicant's Japanese applications as follows:

Japanese Patent Application No. 2000-226775 filed July 27, 2000

Japanese Patent Application No. 2000-228704 filed July 28, 2000

Applicant requests the benefit of said July 27, 2000 and July 28, 2000 filing dates for priority purposes pursuant to the provisions of 35 USC 119.

Respectfully submitted,

Louis Woo, RN 31,730
Law Offices of Louis Woo
1901 North Fort Myer Drive, Suite 501
Arlington, VA 22209
(703) 522-8872

Date: July 13 2001

Best Available Copy

U4-0109-TH(1)

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

JC971 U.S. PTO
09/903566



別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日
Date of Application:

2000年 7月27日

出 願 番 号
Application Number:

特願2000-226775

出 願 人
Applicant(s):

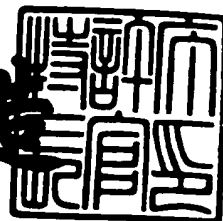
日本ビクター株式会社

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年 5月31日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証姓2001 000

【書類名】 特許願

【整理番号】 412000846

【提出日】 平成12年 7月27日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 G11B 20/10
G11B 7/00

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地 日本ビ
クター株式会社内

【氏名】 戸波 淳一郎

【特許出願人】

【識別番号】 000004329

【氏名又は名称】 日本ビクター株式会社

【代表者】 守随 武雄

【電話番号】 045-450-2423

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 003654

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 記録情報再生装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 記録媒体に記録されている再生すべき任意の一の記録トラックから読み取った第 1 の再生信号を復号する記録情報再生装置において、

前記第 1 の再生信号から、前記再生すべき任意の一の記録トラックに隣接する少なくとも 1 つの記録トラックから読み取った第 2 の再生信号を所定のフィルタリング特性を有するフィルタで処理した信号を減算した信号を出力する第 1 の減算手段と、

前記第 1 の再生信号がピークか否かを検出してピークポイント情報を出力する検出手段と、

前記ピークポイント情報と前記第 1 の減算手段の出力信号とを受け、前記ピークポイント情報がピークを示すタイミングにおける前記第 1 の減算手段からの出力信号と所定の値との差分値をエラー信号として出力する第 2 の減算手段と、

前記エラー信号に基づき、前記フィルタのフィルタリング特性を前記エラー信号が最小になるように可変制御する係数生成手段とを有することを特徴とする記録情報再生装置。

【請求項 2】 記録媒体に記録されている再生すべき任意の一の記録トラックから読み取った第 1 の再生信号をトランスバーサルフィルタを用いてパースャルレスポンス等化した後に復号する記録情報再生装置において、

前記トランスバーサルフィルタの出力信号から、前記再生すべき任意の一の記録トラックに隣接する少なくとも 1 つの記録トラックから読み取った第 2 の再生信号を所定のフィルタリング特性を有するフィルタで処理した信号を減算して波形等化後の再生信号を出力する第 1 の減算手段と、

前記トランスバーサルフィルタの入力信号もしくは出力信号がピークか否かを検出してピークポイント情報を出力する検出手段と、

前記ピークポイント情報と前記波形等化後の再生信号とを受け、前記パースャルレスポンス等化の種類と前記再生信号のランレングス制限符号の種類とにより定まる状態遷移に基づいて波形等化信号の仮判別値を決定する仮判別手段と、

前記仮判別値と前記第 1 の減算手段からの出力信号との差分値をエラー信号として出力する第 2 の減算手段と、

前記エラー信号に基づき、前記トランスバーサルフィルタのタップ係数及び前記フィルタのフィルタリング特性を前記エラー信号が最小になるように可変制御する係数生成手段とを有することを特徴とする記録情報再生装置。

【請求項 3】 記録媒体上の記録トラック群のうち、再生すべき任意の一の記録トラックから読み取った第 1 の再生信号と前記再生すべき任意の一の記録トラックに隣接する少なくとも 1 つの記録情報トラックから読み取った第 2 の再生信号とを得る読取手段と、

前記第 1 の再生信号および前記第 2 の再生信号をそれぞれ別々にデジタル信号に変換して第 1 のデジタル再生信号および第 2 のデジタル再生信号を出力する A/D 変換手段と、

前記第 1 のデジタル再生信号に対して所望のビットレートでサンプリングしたデジタルデータをリサンプリング演算して生成すると共に、ビットクロックを生成し、更に前記第 1 のデジタル再生信号のピークサンプリング点を検出してピークポイント情報を出力するリサンプリング演算位相同期ループ回路と、

前記リサンプリング演算位相同期ループ回路の出力デジタルデータを、第 1 のフィルタ係数に基づいて波形等化する第 1 のトランスバーサルフィルタと、

前記ピークポイント情報を、各ビットサンプリングタイミングにおいて所定時間遅延させる遅延回路と、

前記パルシャルレスポンス等化の種類を示す P R モード信号と、前記再生信号のランレングス制限符号の種類を示す R L L モード信号と、前記遅延回路からの複数の前記ピークポイント情報と、波形等化後の再生信号とを入力として受け、前記 P R モード信号と R L L モード信号で定まる状態遷移と、前記複数のピークポイント情報のパターンとに基づき、波形等化信号の仮判別値を算出し、その仮判別値と前記波形等化後の再生信号との差分値をエラー信号として出力する仮判別手段と、

前記仮判別手段の出力エラー信号に基づき、前記第 1 のフィルタ係数を前記エラー信号が最小になるように可変制御する第 1 の係数生成手段と、

前記 A/D 変換手段からの前記第 2 のデジタル再生信号に対して前記リサンプリング演算位相同期ループ回路の出力ビットクロックに基づいてリサンプリング演算して、サンプリング信号を出力するリサンプリング手段と、

前記サンプリング信号を、第 2 のフィルタ係数に基づいて別々にフィルタリングして、前記再生すべき任意の一の記録トラックの少なくとも 1 方に隣接する記録トラックの読取信号に対応した擬似クロストーク信号を出力する第 2 のトランスバーサルフィルタと、

前記仮判別手段の出力エラー信号に基づき、前記第 2 のフィルタ係数を可変制御する第 2 の係数生成手段と、

前記第 1 のトランスバーサルフィルタの出力信号から前記擬似クロストーク信号を減算して前記波形等化後の再生信号を出力する減算回路とを有することを特徴とする記録情報再生装置。

【請求項 4】 前記仮判別回路は、前記 P R モード信号及び R L L モード信号の少なくとも一方を固定値として前記波形等化信号の仮判別値を算出し、その仮判別値と前記波形等化後の再生信号との差分値をエラー信号として出力することを特徴とする請求項 3 記載の再生装置。

【請求項 5】 前記減算回路の出力波形等化後の再生信号が入力され、前記波形等化後の再生信号のピークポイント情報を検出するピーク検出器を設け、前記遅延回路は前記リサンプリング演算位相同期ループ回路の出力ピークポイント情報に代えて、前記ピーク検出器からのピークポイント情報を遅延することを特徴とする請求項 3 または請求項 4 いずれか一項に記載の記録情報再生装置。

【請求項 6】 前記減算回路の出力波形等化後の再生信号が入力され、前記波形等化後の再生信号に基づいて前記ビットクロックの自然数倍の周波数のシステムクロックを生成する位相同期ループ回路を設け、前記リサンプリング演算位相同期ループ回路及び前記リサンプリング手段を削除して前記 A/D 変換手段からの前記第 1 のデジタル再生信号および前記第 2 のデジタル再生信号を前記第 1 のトランスバーサルフィルタおよび前記第 2 のトランスバーサルフィルタに別々に供給すると共に、前記遅延回路は前記位相同期ループ回路内の位相比較器から出力されるピークポイント情報を遅延することを特徴とする請求項 3 または

請求項4のいずれか一項に記載の記録情報再生装置。

【請求項7】 前記読取手段からの前記第1の再生信号に基づいて前記ビットクロックの自然数倍の周波数のシステムクロックを生成する位相同期ループ回路と、前記A/D変換手段から取り出された前記第1のデジタル再生信号のピークポイント情報を検出するピーク検出器とを設け、前記リサンプリング演算位相同期ループ回路及び前記リサンプリング手段を削除して前記A/D変換手段からの前記第1のデジタル再生信号および前記第2のデジタル再生信号を前記第1のトランスバーサルフィルタおよび前記第2のトランスバーサルフィルタに別々に供給すると共に、前記遅延回路は前記ピーク検出器からのピークポイント情報を遅延することを特徴とする請求項3または請求項4いずれか一項に記載の記録情報再生装置。

【請求項8】 前記PRモード信号により指定される前記パーシャルレスポンス等化特性を $PR(a, b, -b, -a)$ で表わしたとき、前記仮判別回路は、連続する3つのピークポイント情報における中央値とその前後両方のピーク情報の値とがすべてピーク点を示していないときは前記仮判別値を0と算出し、前記3つのピークポイント情報における中央値の前後いずれかのピークポイント情報の値がピーク点を示しているときは P を0と算出し、前記3つのピークポイント情報における中央値の前後のいずれかのピークポイント情報の値がピーク点を示しているときは $a \times G$ （ただし、 G は所定のゲイン）なる式により値 P を算出し、前記3つのピークポイント情報における中央値がピーク点を示しているときは前記仮判別値を $(a + b) \times G$ と算出し、算出した前記値 P を、前記連続する3つのピークポイント情報のうちの中央値のピークポイント情報が得られるときの前記波形等化後の再生信号の極性に応じた極性の前記仮判別値として算出することを特徴とする請求項3乃至請求項7のうちいずれか一項に記載の記録情報再生装置。

【請求項9】 前記PRモード信号により指定される前記パーシャルレスポンス等化特性を $PR(a, b, -b, -a)$ で表わしたとき、前記仮判別回路は、連続する5つのピークポイント情報における中央値とその前後両方のピーク情報の値とが共にピーク点を示していないときは前記仮判別値を0と算出し、前記5

つのピークポイント情報における中央値の前後のいずれか一方のピークポイント情報の値のみがピーク点を示しているとき、又は前記5つのピーク情報における1番目と4番目のピークポイント情報の値のみがピーク点を示しているとき、又は前記5つのピークポイント情報における2番目と5番目のピーク情報の値のみがピーク点を示しているときは、 $a \times G$ （ただし、 G は所定のゲイン）なる式により値 P を算出し、前記5つのピークポイント情報の値が上記のいずれにも当てはまらないときは値 P を $(a + b) \times G$ と算出し、算出した前記値 P を、前記連続する5つのピークポイント情報のうちの中央値のピークポイント情報が得られるときの前記波形等化後再生信号の極性に応じた極性の前記仮判別値として算出することを特徴とする請求項3乃至請求項7のうちいずれか一項に記載の記録情報再生装置。

【請求項10】 前記再生信号は、光ディスク媒体からT P P法により再生した信号であることを特徴とする請求項1乃至請求項9のうちいずれか一項に記載の記録情報再生装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は記録情報再生装置に係り、特に光ディスクの記録情報信号を再生する記録情報再生装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

従来より、高密度記録された光ディスクの隣接する3つの記録トラックから別々のビームにより再生した信号に基づいて、クロストーク除去を行うと共に中央のトラックから S/N 比の良好な再生信号を得るようにした、3ビーム法による記録情報再生装置が種々提案されているが、クロストーク除去のためのプリアンブル信号を予め記録しておくことなく、再生信号のクロストーク除去を行うようにして記録容量を向上した3ビーム法による記録情報再生装置が知られている（特開平9-320200号公報）。

【0003】

従来の記録情報再生装置では、光ディスクの任意の一の記録トラックから一のビームにより再生した第1の読取信号と、その一のトラックの両側に隣接する2本のトラックから別々のビームにより再生した2つの第2の読取信号とを、それぞれサンプリングして第1及び第2のサンプル値系列に変換し、そのうち第2のサンプル値系列から可変係数フィルタによりクロストーク成分を求め、上記の第1のサンプル値系列からこのクロストーク成分を減算器で減算し、更にゼロクロスサンプル抽出手段により、この減算器の出力サンプル値系列中からゼロクロスサンプル値を抽出して、このゼロクロスサンプル値が0に収束するようにフィルタ係数演算手段により上記の可変係数フィルタのフィルタ係数を更新すると共に、判定手段により減算器の出力サンプル値系列から再生信号の判定を行う構成である。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

しかるに、上記の従来の記録情報再生装置では、可変係数フィルタのフィルタ係数の更新は、LMS適応アルゴリズムを使用して誤差信号が0になるようにしているが、上記の誤差信号は減算器の出力サンプル値系列中から抽出したゼロクロスサンプル値のみであり、収束が遅く、誤判別が多いという問題がある。また、パーシャルレスポンス等化を行っていないので、ビタビ復号ができず、益々高密度記録される傾向のある光ディスクから読み取ったS/Nの低い再生信号のデータ復元を誤る可能性が高いという問題もある。

【0005】

また、再生信号が光ディスクからTPP（タンジェンシャルプッシュプル法）でよみだされた信号や、ハードディスク及び磁気テープのように微分系の特性を有する場合、図2に示すように、信号が0付近で連続した値をとるので、ゼロクロス検出ではデータ変化点を検出することが出来ない。つまり、クロストーク成分の抽出が不可能であり、クロストーク除去は実現しなかった。

【0006】

本発明は以上の点に鑑みなされたもので、微分系の信号に対するクロストーク除去を実現し得る記録情報再生装置を提供することを目的とする。

また、本発明の他の目的は、収束が速くしかも確実に記録媒体の記録情報を再生し得る記録情報再生装置を提供することを目的とする。

また、本発明の他の目的は、高密度記録された記録媒体の記録情報をパーシャルレスポンス等化を用いて正確に再生し得る記録情報再生装置を提供することにある。

また更に、本発明の他の目的は、簡単な構成によりクロストーク除去を実現し得る記録情報再生装置を提供することにある。

更に、本発明の他の目的は、微分系の特徴を有する信号を、 $PR(a, b, -b, -a)$ に等化するために有効な再生装置を提供することにある。

【0007】

【課題を解決するための手段】

本発明は上述の問題点を解決するために、記録媒体に記録されている再生すべき任意の一の記録トラックから読み取った第1の再生信号を復号する記録情報再生装置において、前記第1の再生信号から、前記再生すべき任意の一の記録トラックに隣接する少なくとも1つの記録トラックから読み取った第2の再生信号を所定のフィルタリング特性を有するフィルタで処理した信号を減算した信号を出力する第1の減算手段と、前記第1の再生信号がピークか否かを検出してピークポイント情報を出力する検出手段と、前記ピークポイント情報と前記第1の減算手段の出力信号とを受け、前記ピークポイント情報がピークを示すタイミングにおける前記第1の減算手段からの出力信号と所定の値との差分値をエラー信号として出力する第2の減算手段と、前記エラー信号に基づき、前記フィルタのフィルタリング特性を前記エラー信号が最小になるように可変制御する係数生成手段とを有することを特徴とする記録情報再生装置を提供する。

また、本発明は上述の問題点を解決するために、記録媒体に記録されている再生すべき任意の一の記録トラックから読み取った第1の再生信号をトランスバーサルフィルタを用いてパーシャルレスポンス等化した後に復号する記録情報再生装置において、前記トランスバーサルフィルタの出力信号から、前記再生すべき任意の一の記録トラックに隣接する少なくとも1つの記録トラックから読み取った第2の再生信号を所定のフィルタリング特性を有するフィルタで処理した信号

を減算して波形等化後の再生信号を出力する第1の減算手段と、前記トランスバーサルフィルタの入力信号もしくは出力信号がピークか否かを検出してピークポイント情報を出力する検出手段と、前記ピークポイント情報と前記波形等化後の再生信号とを受け、前記パーシャルレスポンス等化の種類と前記再生信号のランレンクス制限符号の種類とにより定まる状態遷移に基づいて波形等化信号の仮判別値を決定する仮判別手段と、前記仮判別値と前記第1の減算手段からの出力信号との差分値をエラー信号として出力する第2の減算手段と、前記エラー信号に基づき、前記トランスバーサルフィルタのタップ係数及び前記フィルタのフィルタリング特性を前記エラー信号が最小になるように可変制御する係数生成手段とを有することを特徴とする記録情報再生装置を提供する。

さら、本発明は上述の問題点を解決するために、記録媒体上の記録トラック群のうち、再生すべき任意の一の記録トラックから読み取った第1の再生信号と前記再生すべき任意の一の記録トラックに隣接する少なくとも1つの記録情報トラックから読み取った第2の再生信号とを得る読取手段と、前記第1の再生信号および前記第2の再生信号をそれぞれ別々にデジタル信号に変換して第1のデジタル再生信号および第2のデジタル再生信号を出力するA/D変換手段と、前記第1のデジタル再生信号に対して所望のビットレートでサンプリングしたデジタルデータをリサンプリング演算して生成すると共に、ビットクロックを生成し、更に前記第1のデジタル再生信号のピークサンプリング点を検出してピークポイント情報を出力するリサンプリング演算位相同期ループ回路と、前記リサンプリング演算位相同期ループ回路の出力デジタルデータを、第1のフィルタ係数に基づいて波形等化する第1のトランスバーサルフィルタと、前記ピークポイント情報を、各ビットサンプリングタイミングにおいて所定時間遅延させる遅延回路と、前記パーシャルレスポンス等化の種類を示すPRモード信号と、前記再生信号のランレンクス制限符号の種類を示すRLモード信号と、前記遅延回路からの複数の前記ピークポイント情報と、波形等化後の再生信号とを入力として受け、前記PRモード信号とRLモード信号で定まる状態遷移と、前記複数のピークポイント情報のパターンとに基づき、波形等化信号の仮判別値を算出し、その仮判別値と前記波形等化後の再生信号との差分値をエラー信号として

出力する仮判別手段と、前記仮判別手段の出力エラー信号に基づき、前記第 1 のフィルタ係数を前記エラー信号が最小になるように可変制御する第 1 の係数生成手段と、前記 A/D 変換手段からの前記第 2 のデジタル再生信号に対して前記リサンプリング演算位相同期ループ回路の出力ビットクロックに基づいてリサンプリング演算して、サンプリング信号を出力するリサンプリング手段と、前記サンプリング信号を、第 2 のフィルタ係数に基づいて別々にフィルタリングして、前記再生すべき任意の一の記録トラックの少なくとも 1 方に隣接する記録トラックの読取信号に対応した擬似クロストーク信号を出力する第 2 のトランスバーサルフィルタと、前記仮判別手段の出力エラー信号に基づき、前記第 2 のフィルタ係数を可変制御する第 2 の係数生成手段と、前記第 1 のトランスバーサルフィルタの出力信号から前記擬似クロストーク信号を減算して前記波形等化後の再生信号を出力する減算回路とを有することを特徴とする記録情報再生装置を提供する。

【 0 0 0 8 】

【発明の実施の形態】

次に、本発明の実施の形態について図面と共に説明する。図 1 は本発明になる記録情報再生装置の第 1 の実施の形態のブロック図を示す。この実施の形態では、記録媒体の一例としての光ディスクの隣接する 3 本の記録トラック（以下単にトラックと記すこともある）に対し、3 つのビームスポットを別々に形成する公知の 3 ビーム法を用いる。すなわち、図 3 に示すように、1 回転当たり 1 本のトラックが形成されている光ディスクの任意のトラック T_i から記録情報信号を再生するときは、再生専用の光ビームスポット B_0 をトラック T_i に形成し、トラック T_i の両側に隣接するトラック T_{i-1} と T_{i+1} のうち内周側トラック T_{i-1} にはビームスポット B_1 を形成し、外周側トラック T_{i+1} にはビームスポット B_2 を形成する。

【 0 0 0 9 】

これら 3 つのビームスポット B_0 、 B_1 、 B_2 は、中央のビームスポット B_0 を中心として、光ディスクの回転方向上、ビームスポット B_1 が後方位置（又は前方位置）に、ビームスポット B_2 が前方位置（又は後方位置）に配置された状

態を保ってトラッキングされることは周知の通りである。これら3つのビームスポットB0、B1、B2による反射光は、公知の光学系を別々に通して読取信号に変換される。

【0010】

上記の読取信号のうち、中央の再生すべきトラックTiの読取信号は、図1のA/D変換器11に供給され、内周側の隣接トラックTi-1の読取信号は、図1のA/D変換器12に供給され、外周側の隣接トラックTi+1の読取信号は、図1のA/D変換器13に供給される。A/D変換器11、12、13は入力された読取信号を、マスタークロックでサンプリングしてデジタル信号に変換して、次段のAGC・ATC回路14、15、16に供給し、ここで振幅が一定に制御される自動振幅制御(AGC)及び2値コンパレートの閾値を適切に直流(DC)制御する自動閾値制御(ATC)させる。

【0011】

AGC・ATC回路14の出力信号は、リサンプリングDPLL17に供給される。リサンプリングDPLL17は、自分自身のブロックの中でループが完結しているデジタルPLL(位相同期ループ)回路で、入力信号に対し所望のビットレートでサンプリングしたデジタルデータをリサンプリング(間引き補間)演算して生成し、遅延調整器20を通してトランスバーサルフィルタ21に供給する。また、リサンプリングDPLL17は、リサンプリングデータのピークを検出しており、それにより得られるピークポイント情報を遅延調整器22を通して後述のタップ遅延回路32に供給する。

【0012】

更に、リサンプリングDPLL17は、ビットサンプリングのためのビットクロックBCLKを生成すると共に、リサンプリング演算するための内分する割合を示すパラメータT_ratioを生成し、それらをリサンプリング回路18及び19にそれぞれ供給し、ここでAGC・ATC回路15及び16よりのデジタル信号をパラメータT_ratioが示す割合でビットクロックBCLKでリサンプリング演算を行う。ビットクロックBCLKは、歯抜けクロック(Punctured Clock)である。なお、前記ピークポイント情報はビットサンプリングのデータにお

ける、正または負のピークレベルをビットクロック単位で示している。

【 0 0 1 3 】

リサンプリング回路 1 8 及び 1 9 よりそれぞれ取り出された信号は、遅延調整器 2 3、2 4 を通してトランスバーサルフィルタ 2 5、2 6 に供給される。前記トランスバーサルフィルタ 2 1 及び上記のトランスバーサルフィルタ 2 5、2 6 は、それぞれ乗算器・低域フィルタ (L P F) 2 7、2 8、2 9 よりフィルタ係数 (タップ係数) が入力されてそれに応じた特性のフィルタリング処理を入力信号に対して行う。

【 0 0 1 4 】

トランスバーサルフィルタ 2 1 は、乗算器・L P F 2 7 よりのタップ係数 (フィルタ係数) に基づいて波形等化処理を行い、再生すべき所望のトラックからの読取信号の前後の信号との符号間干渉の影響を低減する。このトランスバーサルフィルタ 2 1 の出力波形等化後読取信号は、後述の減算器 3 0 及び 3 1 を通して仮判別回路 3 3 に供給され、ここでタップ遅延回路 3 2 よりの遅延信号と、パルシャルレスポンス (P R) の種類を示す P R モード信号と、光ディスクに記録されている信号のランレングス制限符号長 (最小反転間隔や最大反転間隔) を示す R L L モード信号とが入力され、これらに基づいて仮判別結果を出力する。

【 0 0 1 5 】

この仮判別結果と仮判別回路 3 3 の入力信号 (減算器 3 1 の出力信号) とが減算器 3 4 において減算され、その差分値がエラー信号としてインバータ 3 5 で極性を反転された後、乗算器・L P F 2 7 に供給され、ここでトランスバーサルフィルタ 2 1 のタップ出力と乗算されて相関が検出され、L P F で積分される。乗算器・L P F 2 7 の出力積分値は、上記のエラー信号の値を 0 にする、トランスバーサルフィルタ 2 1 のフィルタ係数 (タップ係数) としてトランスバーサルフィルタ 2 1 に入力される。

【 0 0 1 6 】

上記のトランスバーサルフィルタ 2 1、乗算器・L P F 2 7、仮判別回路 3 3、タップ遅延回路 3 2、減算器 3 4、インバータ 3 5 よりなるフィードバックループは、よく知られる L M S アルゴリズムを基本としているが、仮判別回路 3 3

は、本発明者が提案した回路であり、パーシャルレスポンス等化を前提とした仮判別（収束目標設定）を行う。

【 0 0 1 7 】

ここで、パーシャルレスポンス（PR）特性について説明するに、例えばPR（ a ， b ， $-b$ ， $-a$ ）の特性を図4（A）に示す孤立波に付与して等化すると、その等化波形はよく知られているように図4（B）に示すようになる。更に、連続波では、この等化波形は、 $-(a+b)$ ， $-a$ ， 0 ， a ， $a+b$ の5値をとる。この5値をビタビ復号器に入力すると、元のデータ（入力値）とPR等化後の再生信号（出力値）は、過去の信号の拘束を受け、これと（1，X）RL Lによって入力信号の“1”は2回以上続かないことを利用すると、図4（C）に示すような状態遷移図で表わすことができることが知られている。

【 0 0 1 8 】

図4（C）において、 $S_0 \sim S_5$ は直前の出力値により定まる状態を示す。この状態遷移図から例えば状態 S_2 にあるときは、入力値が $a+2b$ のとき出力値が1となって状態 S_3 へ遷移し、入力値が $2b$ のとき出力値が1となって状態 S_4 へ遷移するが、それ以外の入力値は入力されないことが分かり、また、もし入力されればそれはエラーであることが分かる。

【 0 0 1 9 】

図4（D）は、信号のランレングス制限が（2，X）である場合の状態遷移図を示しており、 S_5 から S_1 、及び S_2 から S_4 の遷移が無くなっていることが分かる。

【 0 0 2 0 】

図5は上記のPR（ a ， b ， $-b$ ， $-a$ ）の特性と仮判別回路33の出力する仮判定値との関係を示す図である。同図において、一番上の行のPRモードは、仮判別回路33に入力される信号の値を示しており、一番左の列のRL Lモードは、仮判別回路33に入力される信号を示している。

【 0 0 2 1 】

PRモードの値はパーシャルレスポンス特性がPR（1， -1 ）、PR（1，1， -1 ， -1 ）、PR（1，2， -2 ， -1 ）、PR（1，3， -3 ， -1 ）

、PR (2, 3, -3, -2) 及びPR (3, 4, -4, -3) のいずれであるかを示す。特にPR (1, -1) は良く知られているPR4 (Partial Response Class IV) であり、PR (1, 1, -1, -1) は良く知られているEPR4 (Extended Partial Response Class IV) である。

【0022】

また、図5において、PR (1, -1) はPR (a, b, -b, -a) の $a=0$ 、 $b=1$ の場合である。更に、図5において、ゲインGは絶対値の最大値 ($a+b$) を正規化するための乗算係数であり、 $A/(a+b)$ で表される (ただし、Aは任意のレベル)

【0023】

減算器31からの波形等化再生信号は、現在時刻における信号D3として取り扱われる。一方、リサンプリング・DPLL17からのピークポイント情報が遅延調整22を介してタップ遅延回路32に供給され、そのタップ遅延出力が仮判別回路33に入力される。仮判別回路33は後述のアルゴリズムに従って、パースナルレスポンス等化を前提とした仮判別 (収束目標設定) を行う。

【0024】

次に、仮判別回路33による動作について、図6のフローチャート等と共に更に詳細に説明する。ここでは、簡単のため、信号のランレングス制限が(2, X) である場合について説明する。ここで、上記のピークポイント情報の値PKが"1"であるときはピークを示しており、これは、図4(C) に示したPR (a, b, -b, -a) の状態遷移図では「 $a+b$ 」又は「 $-(a+b)$ 」という値で表わされており、状態S1→S2又は状態S4→S5へ遷移する過程において発生する。

【0025】

この場合、図4(C) 中、ピークの極性は、サンプル点の極性で判別できる。しかも、あるピークから次のピークまでの間隔が分かれば、つまり状態S2から状態S5に至るまで、又は状態S5から状態S2に至るまでの遷移数がわかれば、経路が確定し、取り得るべき値が各々のサンプル点に対して明確になる。

【 0 0 2 6 】

また、上記の状態遷移図で「 $a + b$ 」又は「 $-(a + b)$ 」以外の値、すなわちピークでないときは、上記のピークポイント情報の値 PK は「0」である。この状態遷移図から、ピーク ($PK = 1$) は2つ連続して取り出されることはなく、(2, X) の場合は、隣接する $PK = 1$ の間には最低2つの「0」が存在する。

【 0 0 2 7 】

実際の信号では、ノイズ等の影響により、ピーク自体の検出を誤ることも十分に予想されるが、フィードバック制御の場合、正しい判定のできる確率が誤る確率を上回っていれば、正しい方向に収束していくはずであり、また、十分な積分処理のため、単発のノイズは実用上問題ないと考えられる。

【 0 0 2 8 】

以上の点に着目し、仮判別回路 3 3 は、まず、タップ遅延回路 3 2 を介してビットクロックの周期毎に入力されるピークポイント情報の値 PK を識別し、連続する5クロック周期の5つの値がオール「0」であるかどうか(図6のステップ61)、上記の5つの値のうちの最後の値のみが「1」かどうか(図6のステップ62)、上記の5つの値のうちの最初の値のみが「1」かどうか(図6のステップ63)、上記の5つの値のうちの最初と最後の値が「1」で残りの3つの値は「0」かどうかを判別する(図6のステップ64)。

【 0 0 2 9 】

これらのパターンは、着目するピークポイント情報の値 PK の中央の値を「0」としたとき、前後両側のピークポイント情報の値 PK がいずれも「0」である場合であり、このときは信号波形 0 に張り付いている場合であるので、これらのパターンのいずれかを満たすときは、

$$Q = 0 \quad (1)$$

なる式により、仮判別値 Q を算出する(図6のステップ65)。

【 0 0 3 0 】

上記のパターンのいずれでもないときは、連続する5クロック周期の5つのピークポイント情報の値 PK が「01010」、「01001」、「10010」、「00010」及び「01000」のうちのいずれかのパターンであるかどうか判別す

る（図 6 のステップ 6 6、6 9～7 2）。これら 4 つのパターンは、連続する 5 つのピークポイント情報のうち中央値がピーク点を示しておらず、かつ、中央値の前後に隣接する 2 つのピークポイント情報のいずれかがピーク点を示しているときである。

【 0 0 3 1 】

上記の 5 つのパターンのどれかであるときは、

$$P = a \times G \quad (2)$$

なる式により、値 P を算出する（図 6 のステップ 7 3）。ただし、(2) 式及び後述の (3) 式中、G は図 5 に示したゲイン、a、b は PR (a, b, b, a) における a と b の値を示す。これら a、b 及び G の値は、端子 4 3 を介して入力される PR モード信号、端子 4 4 を介して入力される R L L モード信号により求められる既知の値である。

【 0 0 3 2 】

なお、ステップ 7 2 でピークポイント情報の値 P K が上記以外と判定されたときは、

$$P = (a + b) \times G \quad (2)$$

なる式により、値 P を算出する（図 6 のステップ 7 7）。例えば、連続する 5 つのピーク P K の中央値が " 1 " の場合などがこの場合に相当する。

【 0 0 3 3 】

上記のステップ 7 3 及び 7 7 のいずれかで値 P を算出すると、続いて D 型フリップフロップ 4 7 から取り出される現在時刻の波形等化信号 D 3 が 0 以上であるかどうか判別する（図 6 のステップ 7 4）。現在時刻の波形等化信号 D 3 が 0 以上であるときは最終仮判定レベル Q を P の値とし（図 6 のステップ 7 5）、負であるときは最終仮判定レベル Q を - P の値とする（図 6 のステップ 7 6）

【 0 0 3 4 】

以上の仮判別処理により得られた仮判定レベル Q は、図 1 の減算器 3 4 に供給されて現在時刻の波形等化信号 D 3 との差分をとられてエラー信号とされ、I N V 3 5 を介して乗算器・L P F 2 7 へ出力され、ここで乗算されてから高域周波数成分が除去され、トランスバーサルフィルタ 2 1 にタップ係数として出力され

る。このようにして、図3の減算器52から取り出されるエラー信号が0になるように、トランスバーサルフィルタ21のタップ係数が可変制御されることにより、トランスバーサルフィルタ21による波形等化を収束範囲を拡大させて好適に行うことができる。

【0035】

このように、仮判別回路33は、パーシャルレスポンス等化の種類を示すPRモード信号と、再生信号のランレングス制限符号の種類を示すRLモード信号と、タップ遅延回路32からの複数のピークポイント情報と、減算器31の出力波形等化後再生信号とを入力として受け、PRモード信号とRLモード信号で定まる状態遷移と、複数のピークポイント情報のパターンとに基づき、波形等化信号の仮判別レベルQを算出する。この仮判定レベルQは目標値として図1の減算器34に供給され、実際の信号である波形等化後再生信号との差がとられてエラー信号とされる。

【0036】

一方、図1のリサンプリング回路18及び19よりそれぞれ取り出された信号は、遅延調整器23、24により固定の遅延が与えられ、後述の擬似クロストークとの時間合わせを粗く行われてトランスバーサルフィルタ25、26に入力される。このトランスバーサルフィルタ25、26にタップ係数（フィルタ係数）を供給する乗算器・LPF28、29は、前記減算器34から出力されるエラー信号が入力され、ここでトランスバーサルフィルタ25、26のタップ出力と乗算して隣接トラック信号の相関を抽出し、更にその相関値をLPFで積分してトランスバーサルフィルタ25、26に入力する。

【0037】

このようにして、トランスバーサルフィルタ25、26のタップ係数（フィルタ係数）は、隣接トラック信号の相関値に応じて更新され、トランスバーサルフィルタ25、26からは内周側、外周側の各トラックからの読取信号に対応した擬似クロストーク信号が取り出される。これらのトランスバーサルフィルタ25、26の出力擬似クロストーク信号は、トランスバーサルフィルタ21からの波形等化後の再生すべきトラックからの再生信号に、減算器30、31でそれぞれ

減算される。これにより、減算器 3 1 からは、トランスバーサルフィルタ 2 1 からの波形等化後の再生すべきトラックの再生信号中のクロストークと相殺除去されて、 S/N の良好な再生信号として出力される。この実施の形態は、フィードバック処理であるため、安定な動作が実現できる。

【 0 0 3 8 】

この実施の形態では、トランスバーサルフィルタ 2 1 を含む再生すべきトラックの再生信号の符号間干渉除去ブロックと、トランスバーサルフィルタ 2 5 及び 2 6 を含む隣接トラックからの再生信号に基づく擬似クロストーク生成ブロックには、いずれも同一のエラー信号を 0 にするべく各タップ係数（フィルタ係数）を制御しているので、制御の衝突は発生しない。

【 0 0 3 9 】

また、クロストーク成分がはっきり識別できるのは、所望トラックの再生信号が平坦のとき（反転間隔が大きい状態）、つまり 0 付近で連続している状態であり、従来のゼロクロス検出では正しい検出が出来ないのに対し、この実施の形態では、値が 0 又は $a + b$ というような明確な値に向かって収束させると同時に、これらの値からの誤差をエラー信号として隣接トラック信号との相関をとり、クロストーク成分を抽出するようにしているので、正確、かつ、迅速な収束が可能である。つまり、ゼロクロスやピークポイントだけでなく、パーシャルレスポンス等化に対応したすべてのサンプリングポイントの情報からエラー信号を抽出できるということが特徴である。

【 0 0 4 0 】

また、リサンプリング D P L L 1 7 を用いる場合、 A/D 変換器 1 1 に用いられるサンプリングクロックはビットクロックに同期しておらず、それは隣接トラックの再生信号のサンプリングクロックについても同様である。一定の位相ずれは擬似クロストーク発生器でも吸収できる（トランスバーサルフィルタ 2 5、2 6 自体もリサンプリング演算器と見ることができる。）が、周波数がずれている場合などでは、サンプリング時間間隔が一定にならないため、従来の擬似クロストーク発生器では対応できない。

【 0 0 4 1 】

一方、この実施の形態では、リサンプリングDPLL17により生成した、リサンプリング演算時の内分割比 T_ratio 及びビットクロックBCLKを利用し、リサンプリング器18、19で隣接トラックからの再生信号のリサンプリング演算を行うようにしているため、周波数ずれに対応できる。また、位相については、後段の遅延調整器23、24により粗く合わせ、後はトランスバーサルフィルタ25及び26を用いた擬似クロストーク発生器に任せるようにしている。これにより、リサンプリングDPLL17を用いることができる。なお、遅延調整器23、24をリサンプリング器18、19の後段に配置したのは、この方が遅延用フリップフロップの段数を少なくできるからで、機能的にはリサンプリング器18、19の前段に配置してもよい。

【0042】

リサンプリングDPLL17は独立にAGC・ATC回路14とトランスバーサルフィルタ21を含む再生すべきトラックの再生信号の符号間干渉除去ブロックとの間に挟まれ、かつ、自分自身のブロックの中でループが完結しているため、確実な収束が期待できる。一方、リサンプリングDPLL17を用いない場合は、外付けの電圧制御発振器(VCO)が必要であり、またA/D変換器でビットサンプリングが行われるため、A/D変換器を含んだPLLループが形成され、A/D変換器として高速なものが要求されるのでコストが高くなる。

【0043】

また、リサンプリングDPLL17を用いない場合は、AGC・ATC回路を含んだPLLループが形成されるため、各々が干渉し、適切な方向へ収束できない場合があり、更に、AGCループ、ATCループ、PLLループをすべて外へ出し、アナログ回路で構成することも考えられるが、電圧制御増幅器(VCA)の追加が必要で、またアナログ回路特有の経時変化・部品ばらつきの悪影響を受ける。以上により、この実施の形態のように、リサンプリングDPLLを用いる構成が望ましいことが明らかであり、特に光ディスクでは記録再生系が周波数特性において高域減衰特性を有するため、オーバーサンプリングに適している。

【0044】

次に、本発明の他の実施の形態について説明する。図10は本発明になる記録

情報再生装置の第2の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図1と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図10の第2の実施の形態は、A/D変換器11～13と、AGC・ATC回路14～16の間にデジタルのプリコライザ（PreEQ）37～39を用いた点に特徴がある。

【0045】

図11は本発明になる記録情報再生装置の第3の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図1と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図13の第3の実施の形態は、A/D変換器11～13の入力側にアナログのプリコライザ（PreEQ）41～43を用いた点に特徴がある。

【0046】

図12は本発明になる記録情報再生装置の第4の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図1と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図12の第4の実施の形態は、仮判別にピークポイント情報を用いず固定の閾値を用いて判別する仮判別回路45を設けた点に特徴がある。すなわち、減算器31から取り出された波形等化後の再生信号は、後段のビタビ復号回路へ出力される一方、仮判別回路45に供給され、ここで所定の閾値と比較されてピークポイントが検出され、このピークの連続パターン系列から前述したアルゴリズムで仮判別を行う。

【0047】

この仮判別回路45による仮判別結果と仮判別回路45の入力信号（減算器31の出力信号）とが減算器34において減算され、その差分値がエラー信号としてインバータ35で極性を反転された後、乗算器・LPF27に供給され、上記のエラー信号の値を0にする、トランスバーサルフィルタ21のフィルタ係数（タップ係数）とされてトランスバーサルフィルタ21に入力される。この実施の形態では、リサンプリングDPLL17からのピークポイント情報を用いないので、遅延調整器22及びタップ遅延回路32が不要となる。

【0048】

図13は本発明になる記録情報再生装置の第5の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図1と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図

13において、光ディスクに形成されたトラック群中の隣接する3つのトラックのうち、中央の再生すべきトラック T_i の読取信号は、電圧制御増幅器(VCA)47に入力され、内周側の隣接トラック T_{i-1} の読取信号はVCA48に入力され、外周側の隣接トラック T_{i+1} の読取信号は、VCA49に入力されてレベル及びDCが制御される。

【0049】

VCA47、48、49の各出力読取信号は、次段のA/D変換器50、51、52に供給されてマスタークロックでサンプリングされてデジタル信号に変換され、次段の固定イコライザ(EQ)53、54、55でイコライザ特性が付与された後、AGC・ATC検出回路56、57、58に供給され、ここで振幅が一定に制御される自動振幅制御(AGC)及び閾値を適切に直流(DC)制御する自動閾値制御(ATC)のための利得制御信号及びDC制御信号が生成される。この利得制御信号はVCA47、48、49に供給されて、その利得を可変制御する。これにより、この実施の形態では、AGCとATCをアナログ回路と共に行うことができる。

【0050】

図14は本発明になる記録情報再生装置の第6の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図1及び図13と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図16において、光ディスクに形成されたトラック群中の隣接する3つのトラックのうち、中央の再生すべきトラック T_i の読取信号は、アナログのAGC・ATC回路61に入力され、内周側の隣接トラック T_{i-1} の読取信号はアナログのAGC・ATC回路62に入力され、外周側の隣接トラック T_{i+1} の読取信号は、アナログのAGC・ATC回路63に入力されて、それぞれ振幅が一定に制御される。

【0051】

AGC・ATC回路61、62、63の各出力読取信号は、次段のA/D変換器50、51、52に供給されてマスタークロックでサンプリングされてデジタル信号に変換され、A/D変換器50の出力だけ次段の固定イコライザ(EQ)53でイコライザ特性が付与される。この実施の形態は、AGCとATCをア

ナログ回路であるAGC・ATC回路61、62、63のみで行うようにしたものである。

【0052】

図15は本発明になる記録情報再生装置の第7の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図1と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図15の第7の実施の形態は、ピークポイント情報を減算器31からビタビ復号器へ出力される波形等化後再生信号から抽出するようにした点に特徴がある。

【0053】

すなわち、減算器31から取り出された波形等化後再生信号は、ピーク検出器65に供給され、ピークポイントが検出される。ピーク検出は、例えば隣接するポイントとの関係で、その傾きの極性が反転したときに、一つ前のサンプリングポイントが存在するタイミングを示す情報を、ピークポイント情報として出力する。ピーク検出器65より取り出されたピークポイント情報は、タップ遅延回路32に入力される。これにより、図1と同様の仮判別アルゴリズムに従って、仮判別結果が得られる。

【0054】

図16は本発明になる記録情報再生装置の第8の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図1と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図16に示す第8の実施の形態は、リサンプリングDPLL17、リサンプリング回路18及び19を用いなくて、記録情報を再生するようにしたものである。すなわち、AGC・ATC回路14、15、16の各出力デジタル読取信号は、直接に遅延調整器20、23、24を通してトランスバーサルフィルタ21、25、26に供給される。

【0055】

減算器31より取り出されたクロストークが除去され、かつ、波形等化された再生信号は、仮判別回路33に供給される一方、ピーク検出・位相比較器67に供給され、ここでピーク検出され、その検出ピーク点の位相と電圧制御発振器（VCO）69よりのビットクロックの位相とを位相比較して位相誤差信号として生成される。この位相誤差信号は、ループフィルタ68を通してアナログ又はデ

デジタルの電圧制御発振器 (VCO) 69 に制御電圧として印加され、その出力システムクロック周波数を可変制御する。VCO 69 の出力システムクロックはビットクロックの自然数倍の周波数であり、装置のクロックが必要な各ブロックに印加される。

【0056】

図17は本発明になる記録情報再生装置の第9の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図11と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図19において、光ディスクに形成されたトラック群中の隣接する3つのトラックのうち、中央の再生すべきトラック T_i の読取信号は、アナログのAGC・ATC回路71に入力され、内周側の隣接トラック T_{i-1} の読取信号はアナログのAGC・ATC回路72に入力され、外周側の隣接トラック T_{i+1} の読取信号は、アナログのAGC・ATC回路73に入力されて、それぞれ振幅が一定に制御されると共に閾値を適切に制御される。

【0057】

AGC・ATC回路71の出力読取信号は、次段の固定イコライザ (EQ) 41でイコライザ特性が付与された後、A/D変換器11に供給されてビットクロックでサンプリングされてデジタル信号に変換される。また、AGC・ATC回路72、73の各出力読取信号は、A/D変換器12、13に供給されてビットクロックでサンプリングされてデジタル信号に変換される。A/D変換器11、12、13の各出力デジタル信号は、遅延調整器20、23、24を通してトランスバースフィルタ21、25、26に供給される。

【0058】

また、固定イコライザ41の出力アナログ信号は、位相比較器74、ループフィルタ75及び76からなるPLL回路に供給されてビットクロックの自然数倍の周波数のシステムクロックとされる。一方、ピーク検出器77は、例えば隣接するポイントとの関係で、その傾きの極性が反転したときに、一つ前のサンプリングポイントが存在するタイミングを示す情報を、ピークポイント情報としてタップ遅延回路32に供給する。この実施の形態も上記の各実施の形態と同様の特長を有する。

【 0 0 5 9 】

図 1 8 は本発明になる記録情報再生装置の第 1 0 の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図 1 2、図 1 6 及び図 1 7 と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図 1 8 に示す第 1 0 の実施の形態は、A T C ・ A G C をアナログ回路のみで行い、ディジタル V C O を用いずに固定閾値判別を行う構成としたものである。図 1 8 において、減算器 3 1 から取り出された波形等化後の再生信号は、後段のビタビ復号回路へ出力される一方、仮判別回路 4 5 に供給され、ここで所定の閾値と比較されてピークが検出され、このピークポイントの連続パターン系列から前述したアルゴリズムで仮判別を行う。

【 0 0 6 0 】

なお、本発明は以上の実施の形態に限定されるものではなく、ピークに相当する信号のレベルのみに基づき、前記トランスバーサルフィルタのタップ係数及び前記フィルタリングの特性を前記エラー信号が最小になるように可変制御するようにしてもよい。図 1 9 は、この場合の第 1 1 の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図 1 と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。仮判別回路 1 0 0 は固定の閾値を用いて判別をおこなう。遅延調整 2 2 より出力されたピークポイント情報は、タップ遅延回路ではなく、エラー選択 1 0 1 に供給される。エラー選択 1 0 1 は、減算器 3 4 より出力されたエラー信号より、ピークのタイミングに対応したエラー信号のみを抽出し、乗算器・L P F 2 8 及び 2 9 に供給している。

【 0 0 6 1 】

図 2 0 は本発明になる記録情報再生装置の第 1 2 の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図 1 2 と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。仮判別回路 1 0 2 は固定の閾値を用いて判別をおこなう。ピーク検出 1 0 3 は、減算器 3 1 より出力された出力信号からピークを検出し、ピークポイント情報をエラー選択 1 0 4 に供給する。エラー選択回路 1 0 4 は、減算器 3 4 より出力されたエラー信号より、ピークのタイミングに対応したエラー信号のみを抽出し、乗算器・L P F 2 8 及び 2 9 に供給している。

【 0 0 6 2 】

図 2 1 は本発明になる記録情報再生装置の第 1 3 の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図 1 7 と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。仮判別回路 1 0 5 は固定の閾値を用いて判別をおこなう。ピーク検出器 7 7 より出力されたピークポイント情報は、タップ遅延回路ではなく、エラー選択 1 0 6 に供給される。エラー選択 1 0 6 は、減算器 3 4 より出力されたエラー信号より、ピークのタイミングに対応したエラー信号のみを抽出し、乗算器・LPF 2 8 及び 2 9 に供給している。

【 0 0 6 3 】

図 2 2 は本発明になる記録情報再生装置の第 1 4 の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図 1 8 と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。仮判別回路 1 0 7 は固定の閾値を用いて判別をおこなう。ピーク検出 1 0 8 は、減算器 3 1 より出力された出力信号からピークを検出し、ピークポイント情報をエラー選択 1 0 9 に供給する。エラー選択回路 1 0 9 は、減算器 3 4 より出力されたエラー信号より、ピークのタイミングに対応したエラー信号のみを抽出し、乗算器・LPF 2 8 及び 2 9 に供給している。

【 0 0 6 4 】

なお、本発明は以上の実施の形態に限定されるものではなく、パーシャルレスポンス等化を用いずに、クロストーク除去機能だけを用いることもできる。図 2 3 は、この場合の第 1 5 の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図 1 9 と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。トランスバーサルフィルタ、乗算器・LPF、INV が削除され、遅延調整 2 0 の出力が減算器 3 0 に供給されている。

【 0 0 6 5 】

図 2 4 は本発明になる記録情報再生装置の第 1 6 の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図 2 0 と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。トランスバーサルフィルタ、乗算器・LPF、INV が削除され、遅延調整 2 0 の出力が減算器 3 0 に供給されている。

【 0 0 6 6 】

図 2 5 は本発明になる記録情報再生装置の第 1 7 の実施の形態のブロック図を

示す。同図中、図21と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。トランスバーサルフィルタ、乗算器・LPF、INVが削除され、遅延調整20の出力が減算器30に供給されている。

【0067】

図26は本発明になる記録情報再生装置の第18の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図22と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。トランスバーサルフィルタ、乗算器・LPF、INVが削除され、遅延調整20の出力が減算器30に供給されている。

【0068】

なお、本発明は以上の実施の形態に限定されるものではなく、例えば図1に示す遅延調整器20、23及び24をAGC・ATC回路14、15及び16の入力側に設けてもよいし、トランスバーサルフィルタ21、25及び26に余裕がある場合は、省略してもよい。

【0069】

また、以上の実施の形態では再生すべきトラックの両側に隣接する2本のトラックに対する2ビームの読取信号についてそれぞれ専用に擬似クロストーク信号を生成する回路系を2系統設けているが、ビームの光ディスクに対する照射角度を検出する公知のチルトセンサを装置が有しているならば、チルトセンサの出力信号に基づき、再生すべきトラックの両側に隣接する2本のトラックに対する2ビームの読取信号のうち、クロストーク成分が多い方のみを選択するスイッチ回路を設けることにより、上記の擬似クロストーク信号生成回路系を一系統のみとすることができる。

【0070】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば、微分系の信号に対するクロストーク除去が実現する。

【0071】

また、本発明によれば、仮判別手段がパーシャルレスポンス等化を前提とした仮判別（収束目標設定）を行い、この仮判別値と減算回路から取り出される波形等

化後再生信号との差分値をエラー信号として第1乃至第3のフィルタ係数生成手段に供給して、エラー信号が0になるように制御することで、明確な仮判別値（0や $a + b$ など）に向かって装置の動作を収束させることができ、すべてのポイント（サンプル値）が相関検出の対象となる仮判別値からの誤差をエラー信号としてクロストーク成分との相関をとるようにしているため、迅速な収束ができ、しかも誤った方向への収束をすることなく確実な波形等化ができる。また、本発明によれば、パーシャルレスポンス等化を行っているので、後段にビタビ復号器を用いることができ、正確な復号ができるという利点を有する。

【0072】

また、本発明によれば、リサンプリング演算位相同期ループ回路で生成したりサンプリング演算時の内分割合及びビットクロックを利用し、リサンプリング手段で隣接トラックからの再生信号のリサンプリング演算を行うようにしているため、周波数ずれに対応できる。また、本発明によれば、リサンプリング演算位相同期ループ回路を使用できることから、集積回路化が容易で、部品点数の削減ができ、またオーバーサンプリングに適しているので再生信号が高域減衰特性である光ディスク等の記録媒体の再生装置に適用して好適である。更に、アナログ特有の経時変化、パラメータバラツキ等の影響を受けないという利点を有する。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の第1の実施の形態のブロック図である。

【図2】

微分系の信号の一例の概略説明図である。

【図3】

3ビーム法によるビームスポットとトラックとの位置関係の一例の概略説明図である。

【図4】

パーシャルレスポンス特性の説明図である。

【図5】

PR (a , b , b , a) の特性とランレングス制限規則RL Lモードと仮判別

器の仮判定値との関係を示す図である。

【図 6】

図 3 中の仮判別器の一例の動作説明用フローチャートである。

【図 7】

本発明による波形等化前と波形等化後の波形例を示す図（その 1）である。

【図 8】

本発明による波形等化前と波形等化後の波形例を示す図（その 2）である。

【図 9】

本発明による波形等化前と波形等化後の波形例を示す図（その 3）である。

【図 1 0】

本発明の第 2 の実施の形態のブロック図である。

【図 1 1】

本発明の第 3 の実施の形態のブロック図である。

【図 1 2】

本発明の第 4 の実施の形態のブロック図である。

【図 1 3】

本発明の第 5 の実施の形態のブロック図である。

【図 1 4】

本発明の第 6 の実施の形態のブロック図である。

【図 1 5】

本発明の第 7 の実施の形態のブロック図である。

【図 1 6】

本発明の第 8 の実施の形態のブロック図である。

【図 1 7】

本発明の第 9 の実施の形態のブロック図である。

【図 1 8】

本発明の第 1 0 の実施の形態のブロック図である。

【図 1 9】

本発明の第 1 1 の実施の形態のブロック図である。

【図 2 0】

本発明の第 1 2 の実施の形態のブロック図である。

【図 2 1】

本発明の第 1 3 の実施の形態のブロック図である。

【図 2 2】

本発明の第 1 4 の実施の形態のブロック図である。

【図 2 3】

本発明の第 1 5 の実施の形態のブロック図である。

【図 2 4】

本発明の第 1 6 の実施の形態のブロック図である。

【図 2 5】

本発明の第 1 7 の実施の形態のブロック図である。

【図 2 6】

本発明の第 1 8 の実施の形態のブロック図である。

【符号の説明】

1 1 ~ 1 3 A / D 変換器

1 4 ~ 1 6 A G C ・ A T C 回路

1 7 リサンプリング D P L L 回路

1 8、1 9 リサンプリング回路

2 0、2 2、2 3、2 4 遅延調整器

2 1 再生すべきトラックの再生信号の波形等化用トランスバーサルフィルタ

2 5、2 6 擬似クロストーク信号生成用トランスバーサルフィルタ

2 7 ~ 2 9 乗算器 ・ L P F

3 0、3 1、3 4 減算器

3 2 タップ遅延回路

3 2 a タップ遅延回路の一部回路

3 3 仮判別回路

4 5、1 0 0、1 0 2、1 0 5、1 0 7 閾値固定の仮判別回路

6 5、7 7、1 0 3、1 0 8 ピーク検出器

特 2000-226775

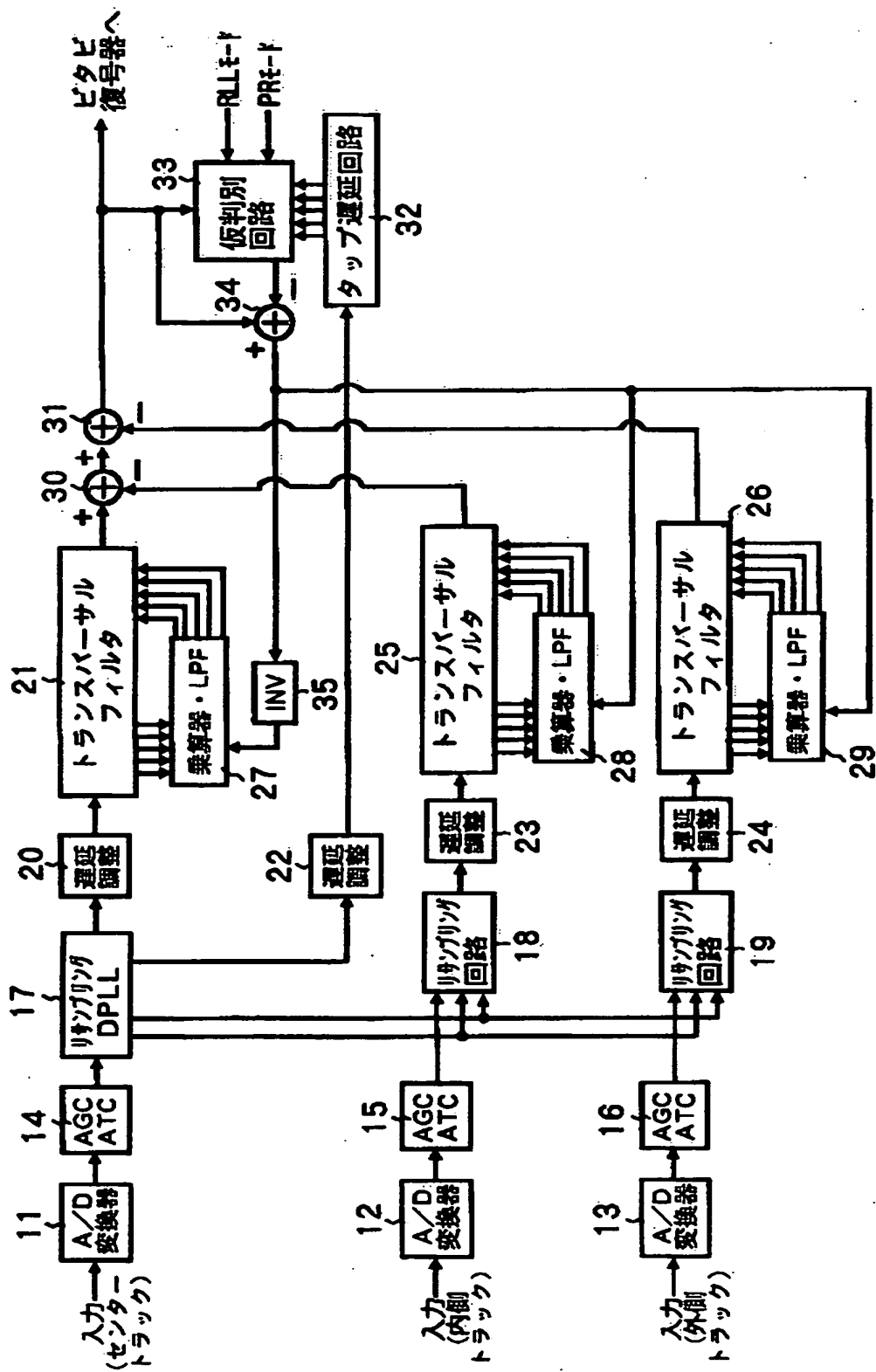
101、104、106、109 エラー選択

特 2 0 0 0 - 2 2 6 7 7 5

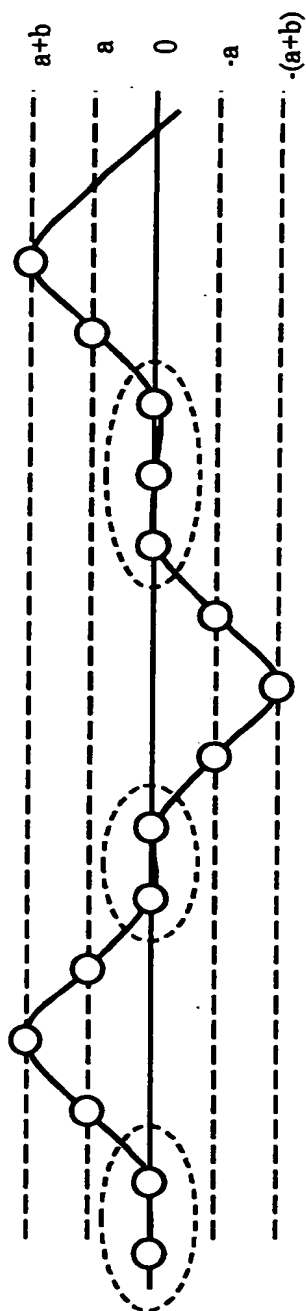
【書類名】

図面

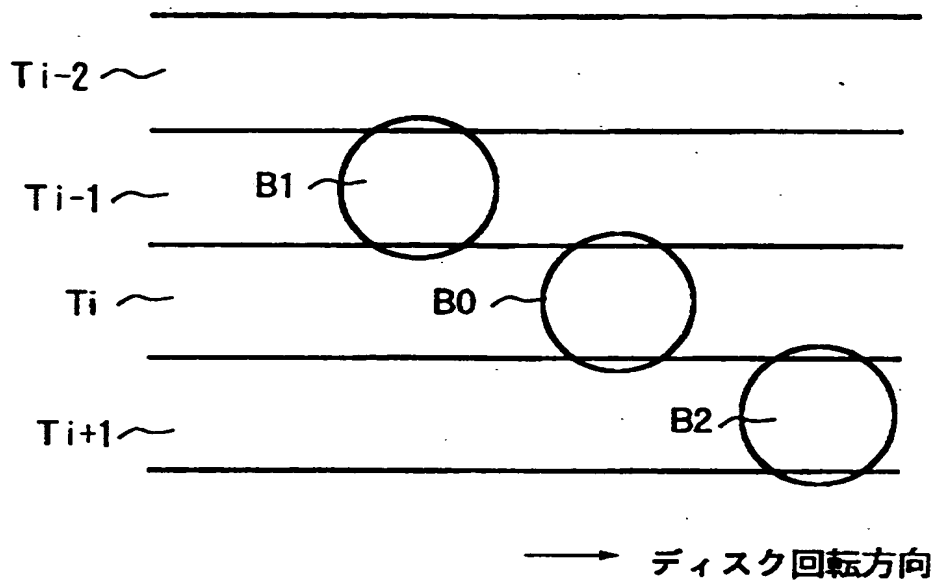
【図1】



【図 2】

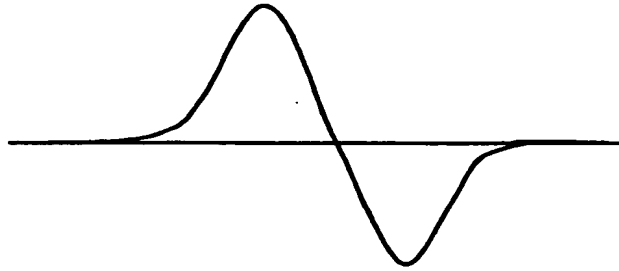


【図 3】

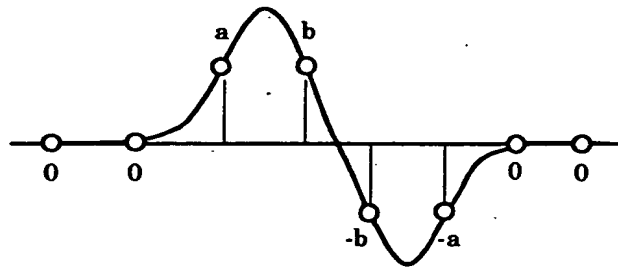


【図 4】

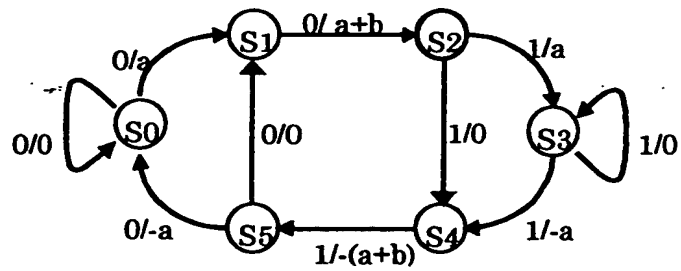
(A)



(B)

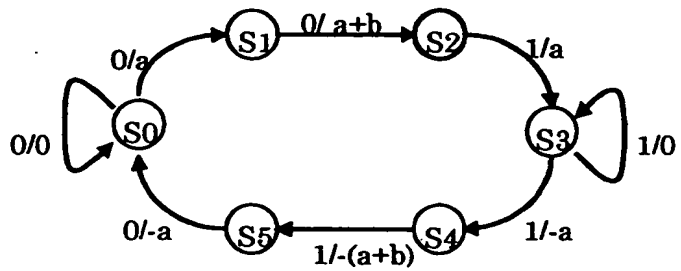


(C)



出力値/入力値

(D)

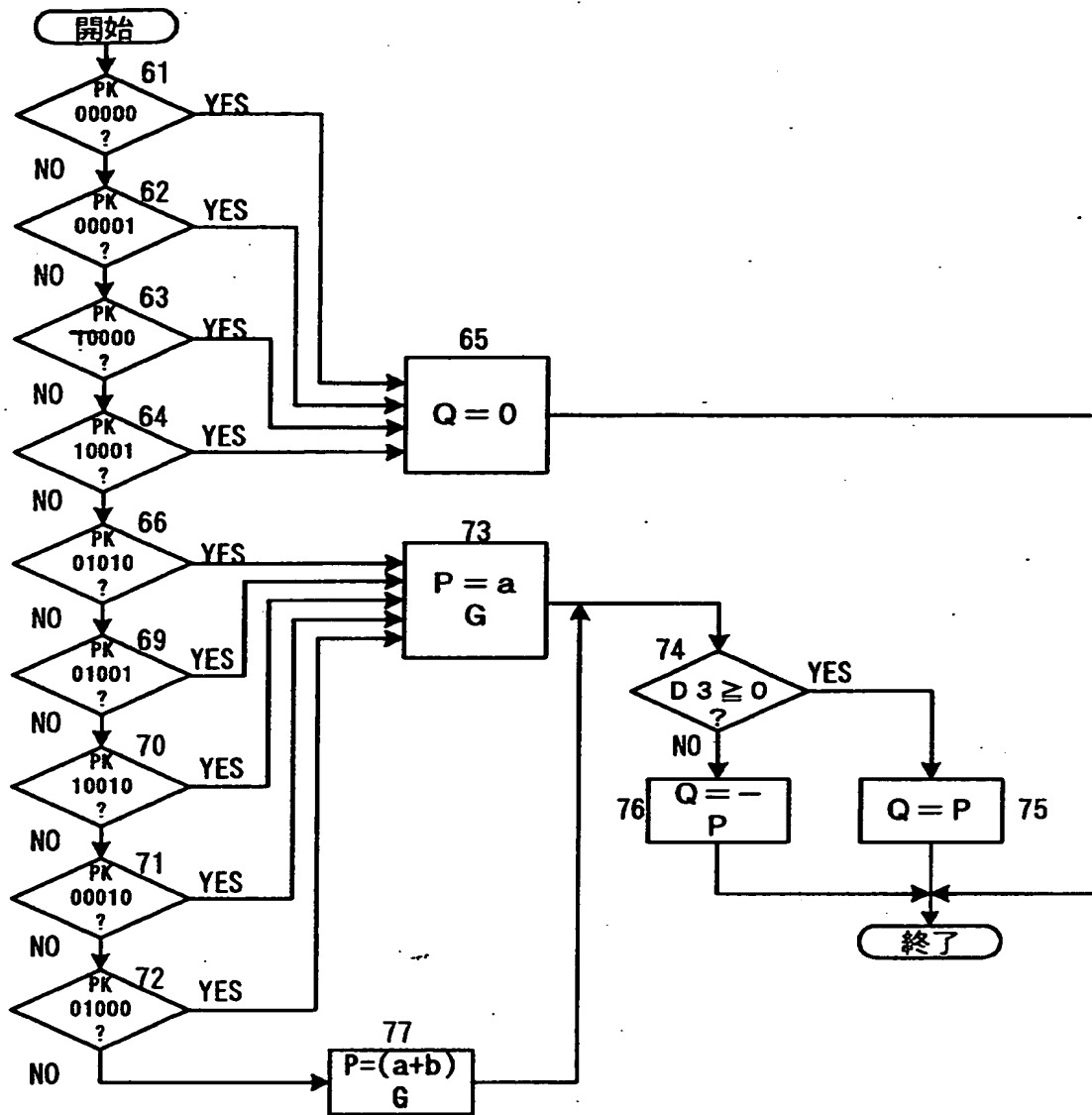


出力値/入力値

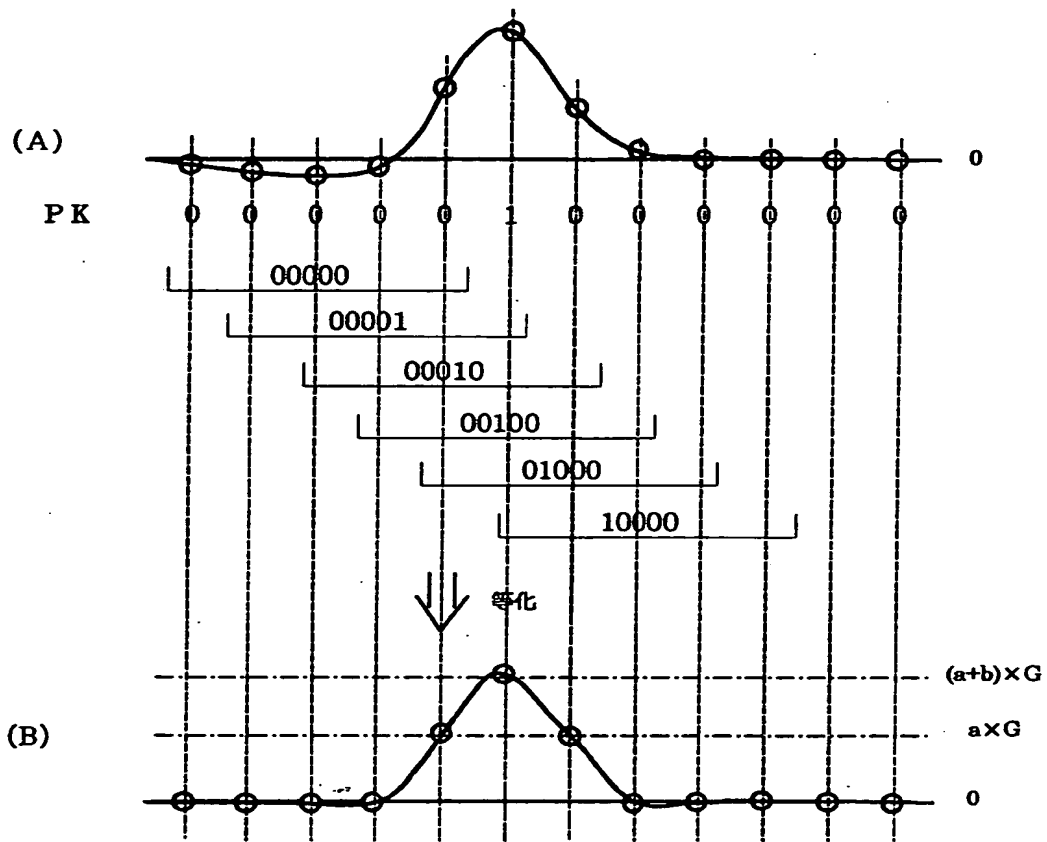
【図5】

PRモード		1	2	3	4	5	6
		PR(1, -1)	PR(1,1,-1,-1)	PR(1,2,-2,-1)	PR(1,3,-3,-1)	PR(2,3,-3,-2)	PR(3,4,-4,-3)
目標値	a+b	+1	+2	+3	+4	+5	+7
	a	+1	+1	+1	+1	+2	+3
	0	0	0	0	0	0	0
	-a	-1	-1	-1	-1	-2	-3
	-(a+b)	-1	-2	-3	-4	-5	-7
ゲインG		A	A/2	A/3	A/4	A/5	A/7

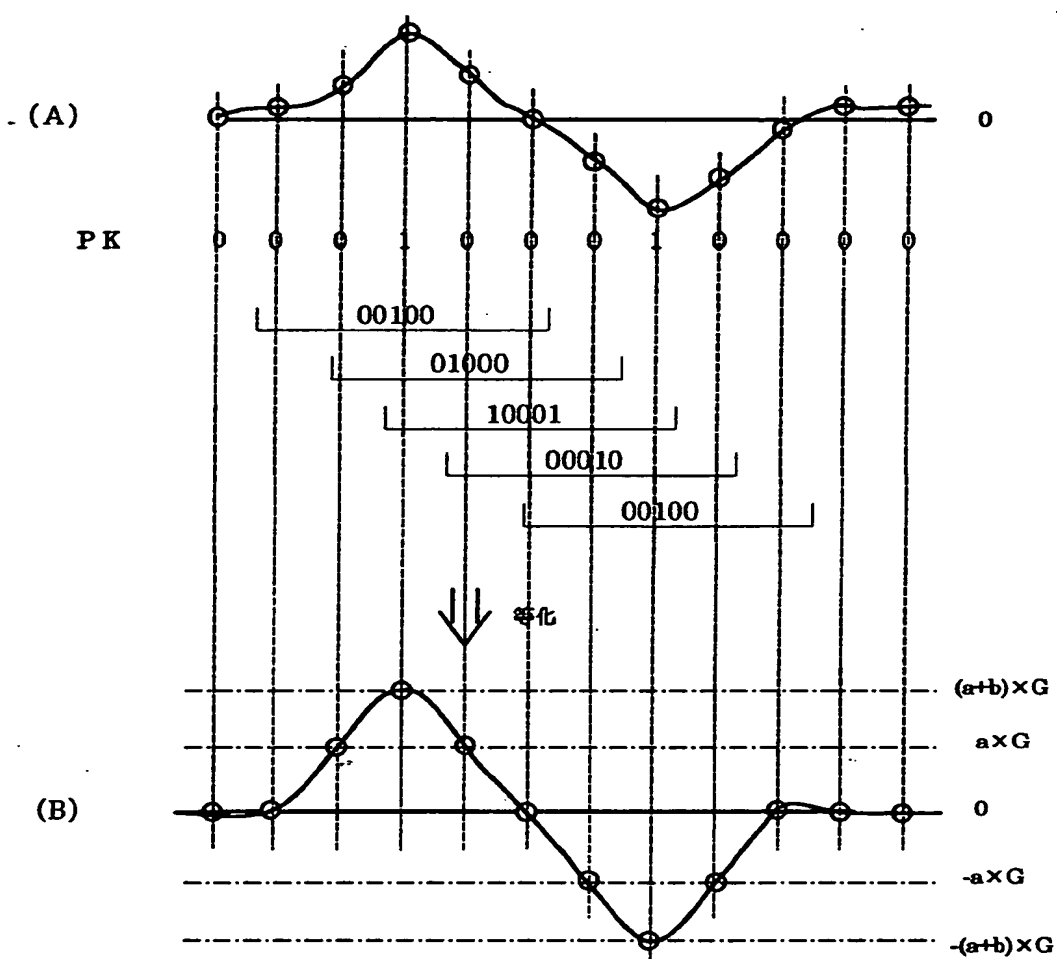
【図 6】



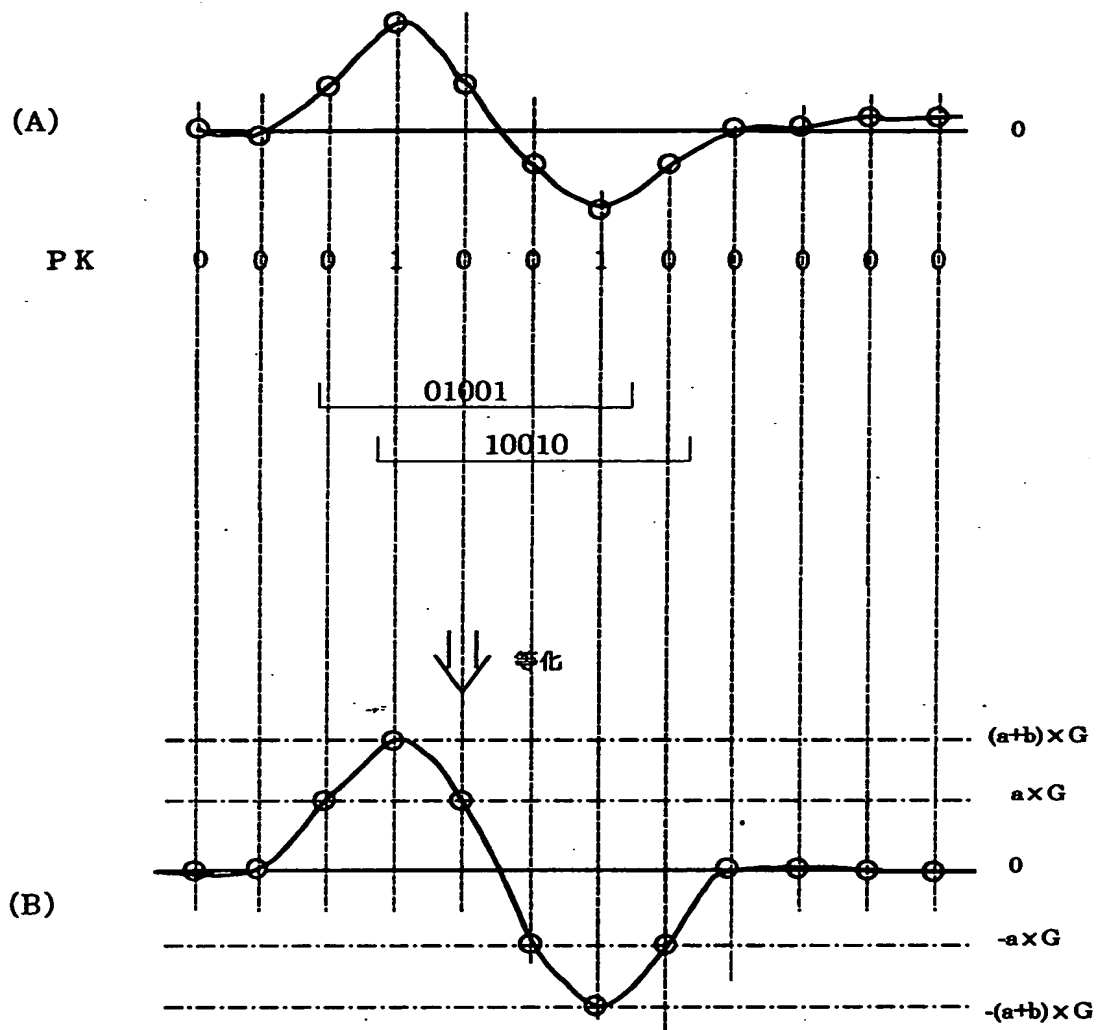
【図 7】



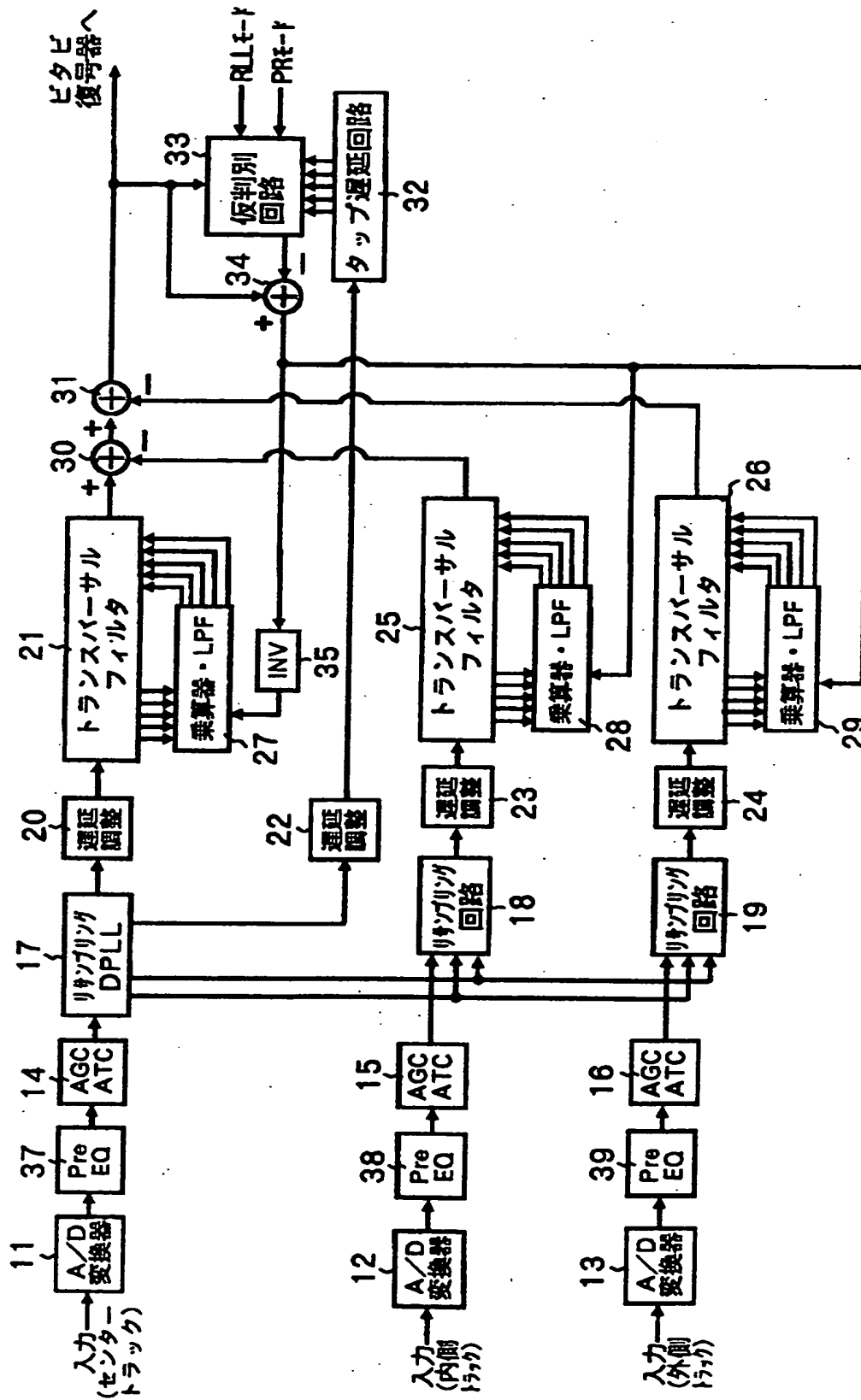
【図8】



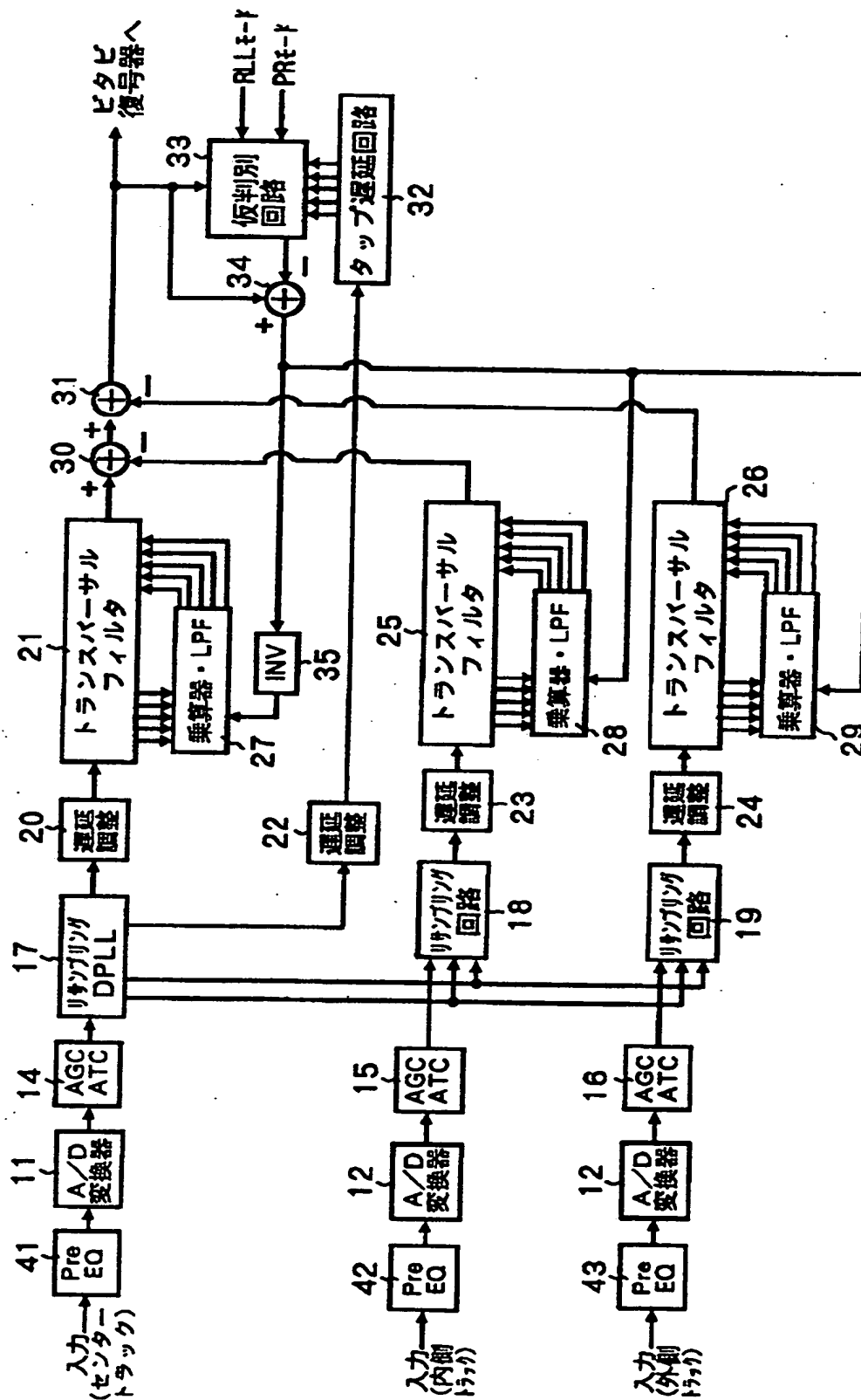
【図9】



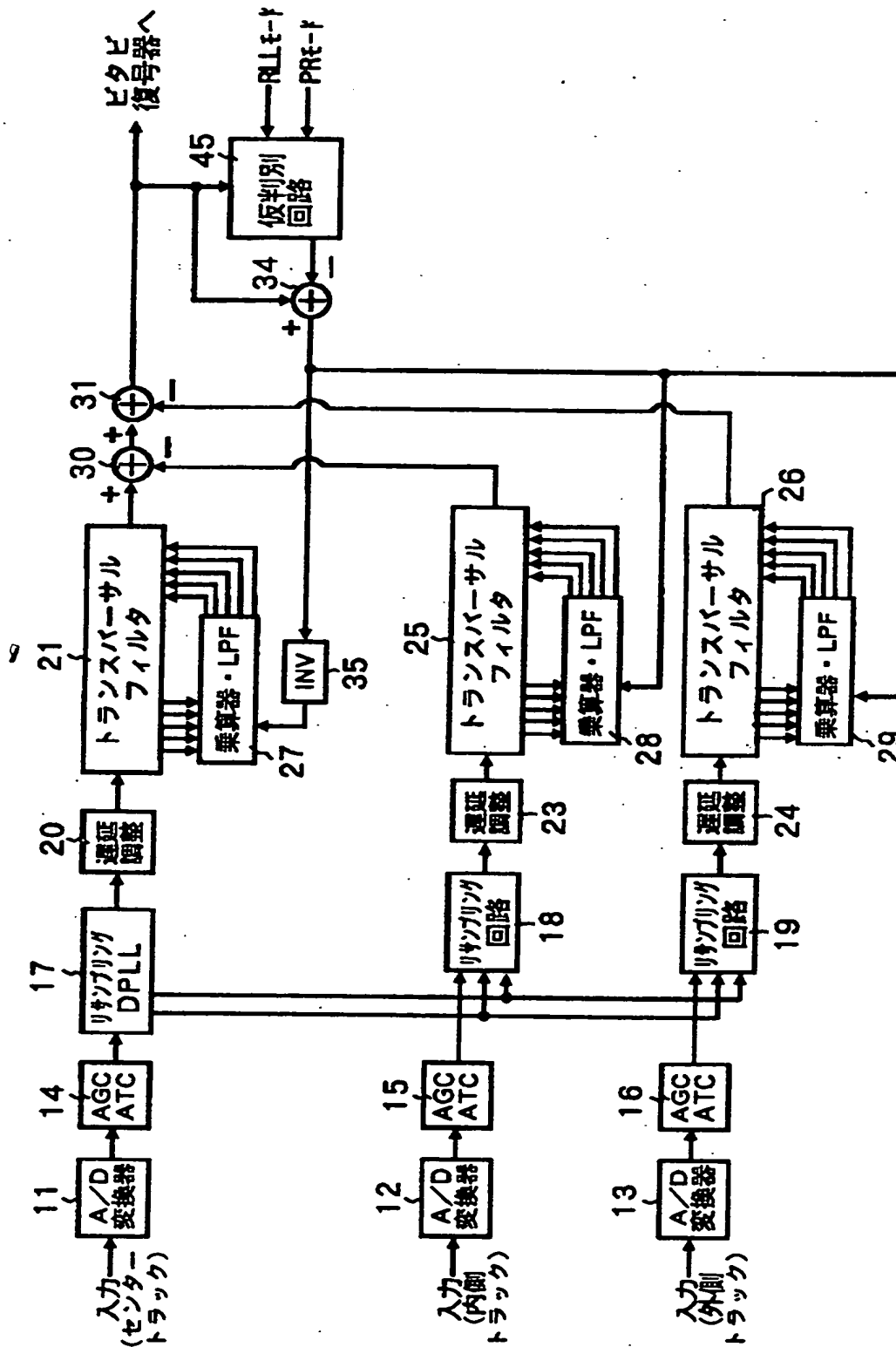
【図10】



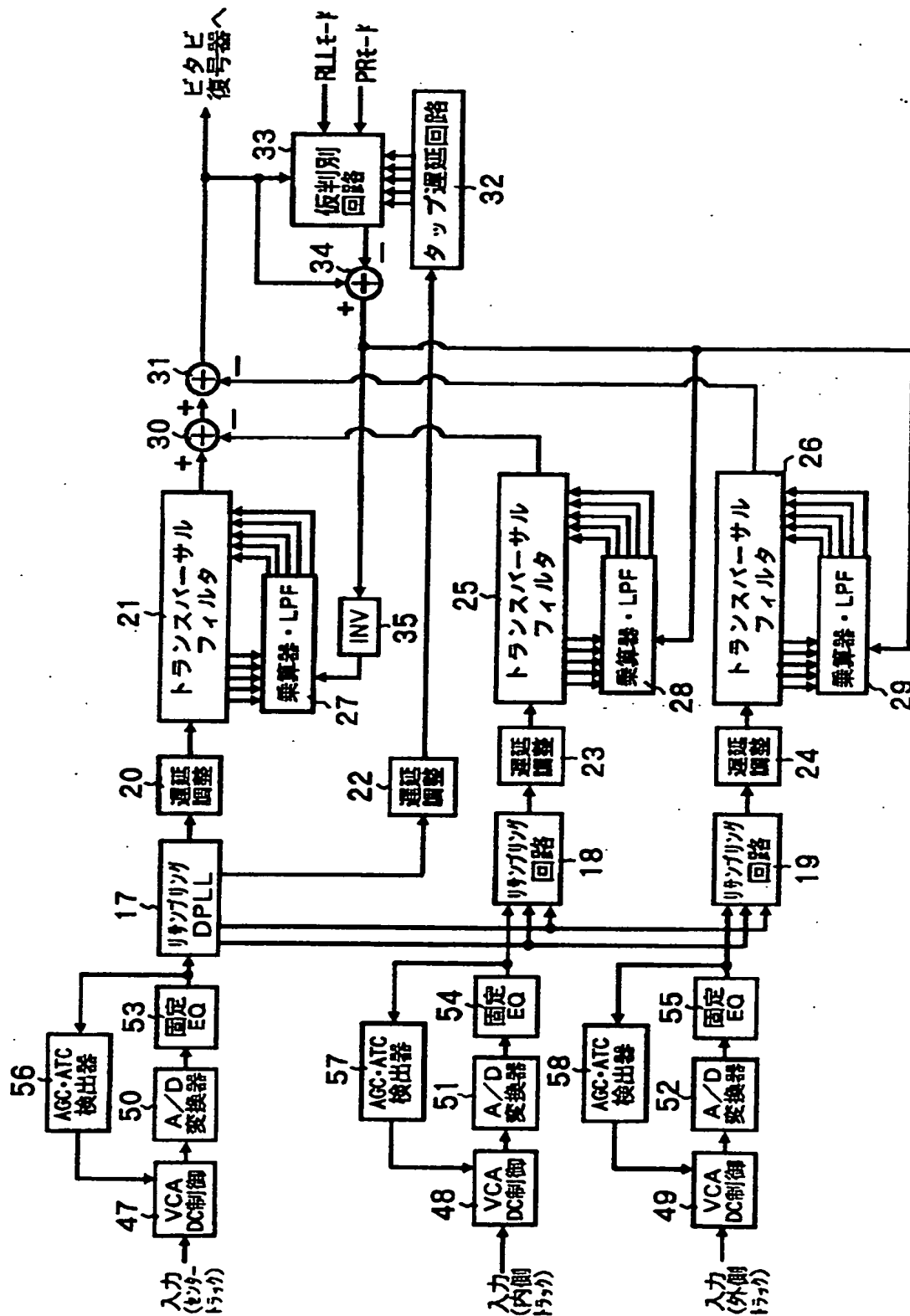
【図 11】



【図12】

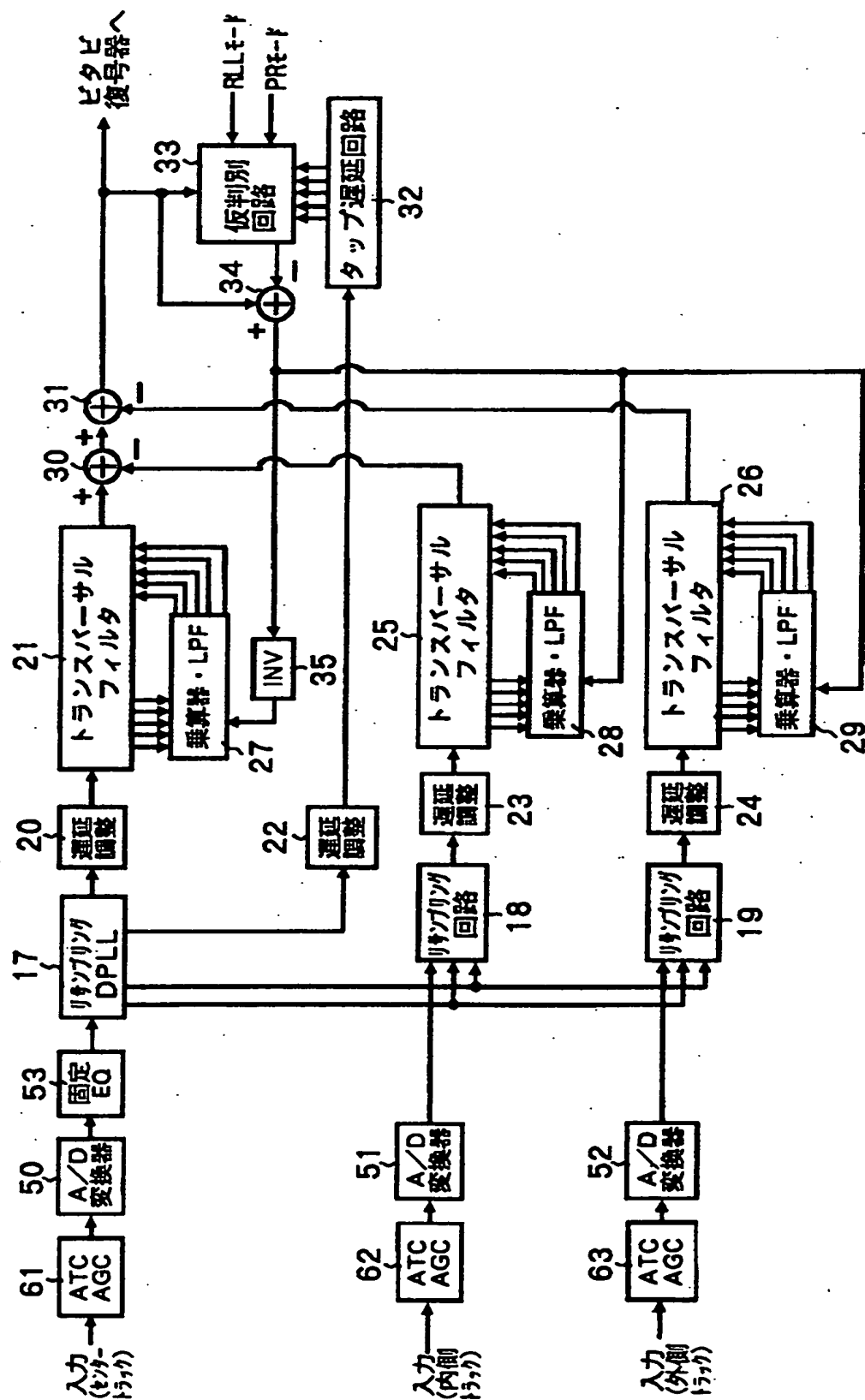


【图 13】

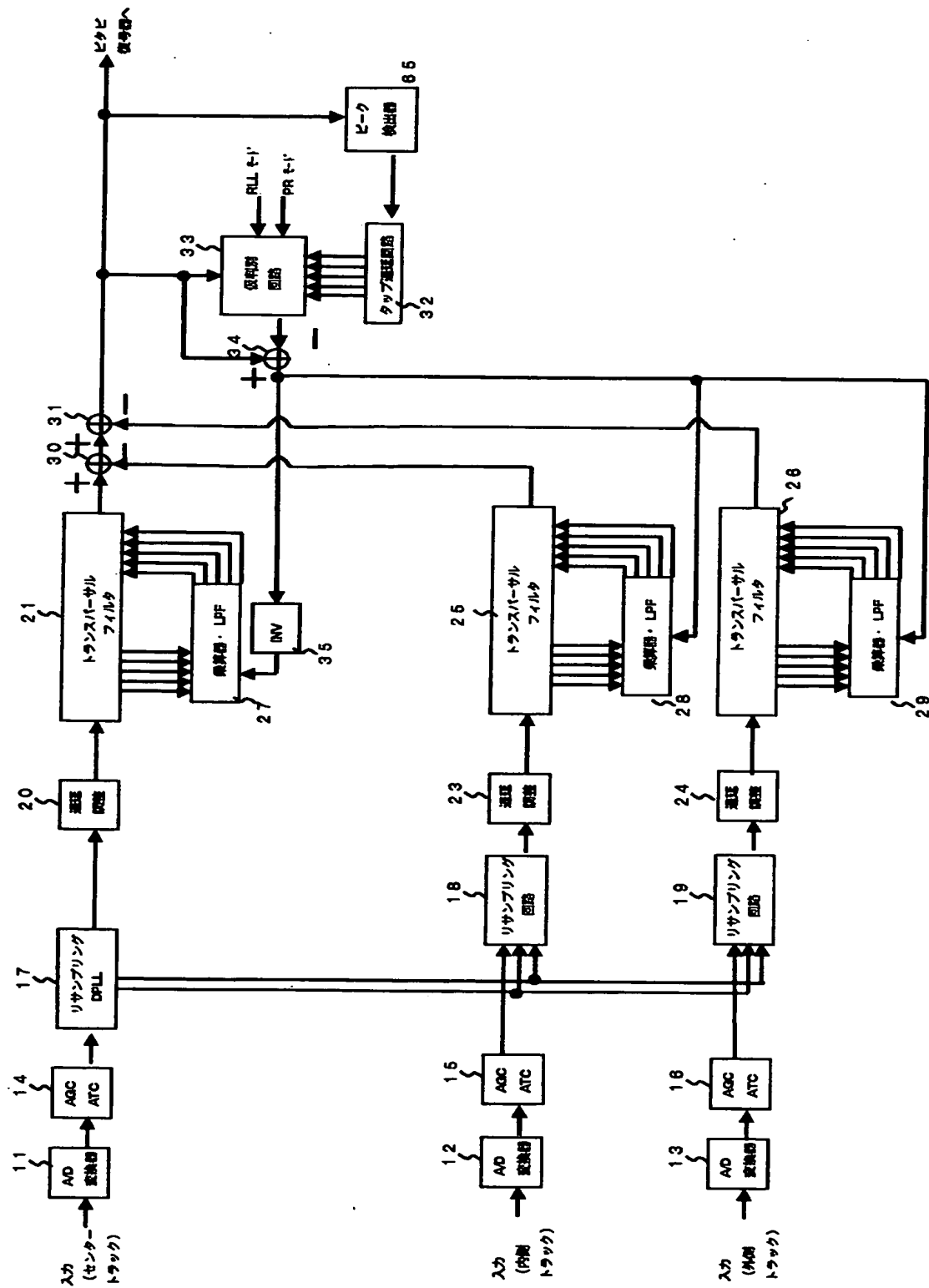


特 2 0 0 0 - 2 2 6 7 7 5

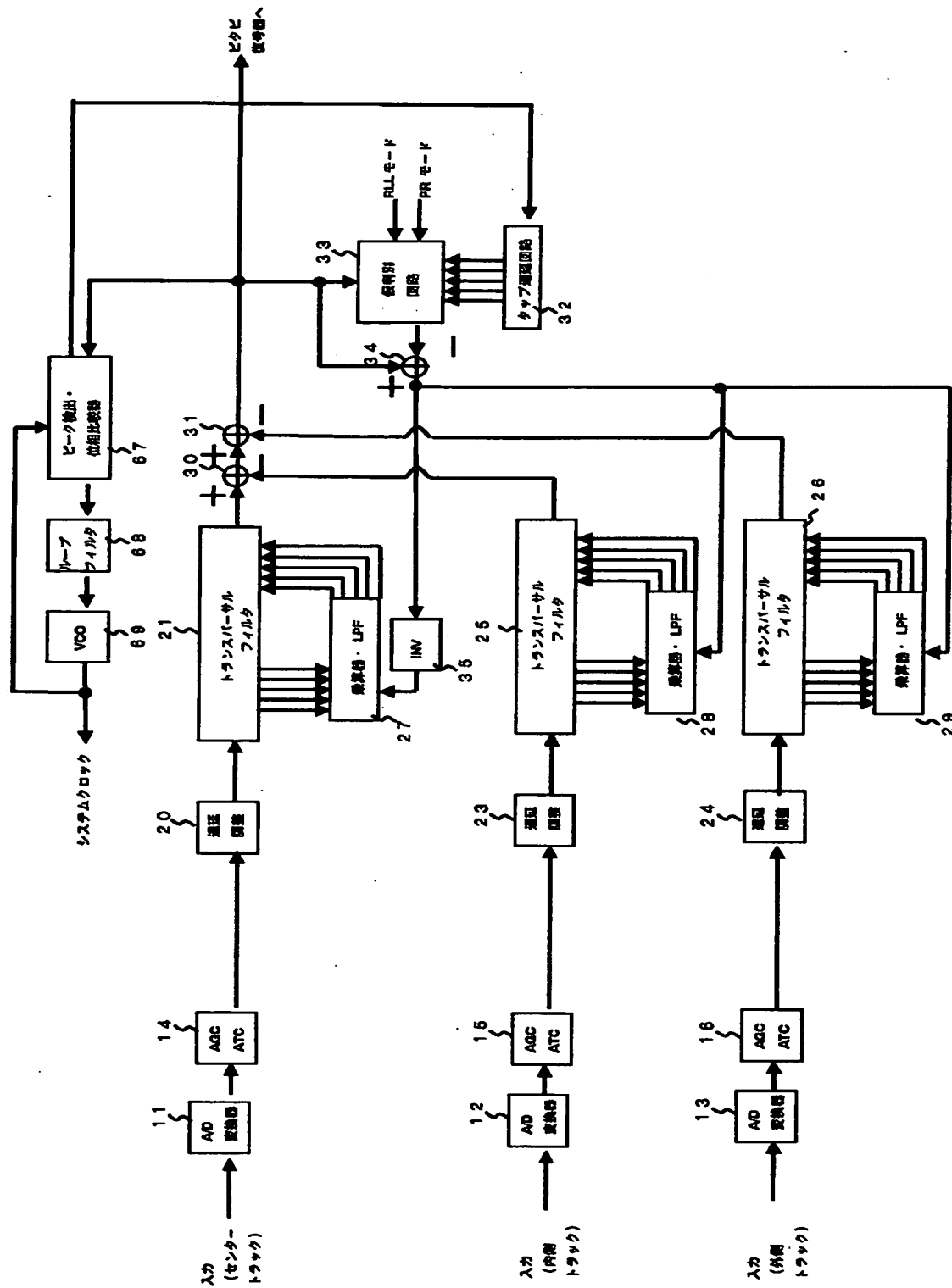
【図 1 4】



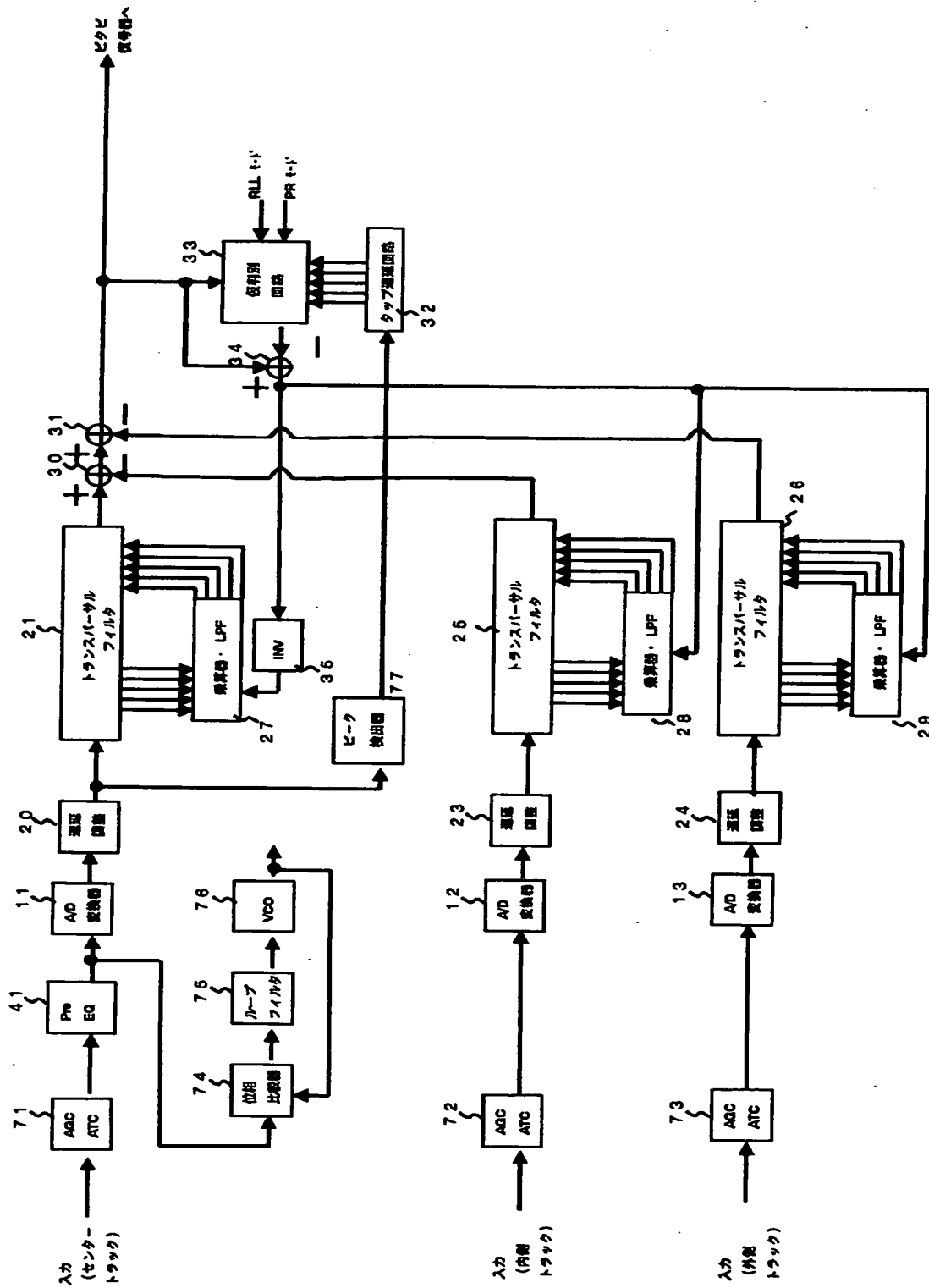
【図15】



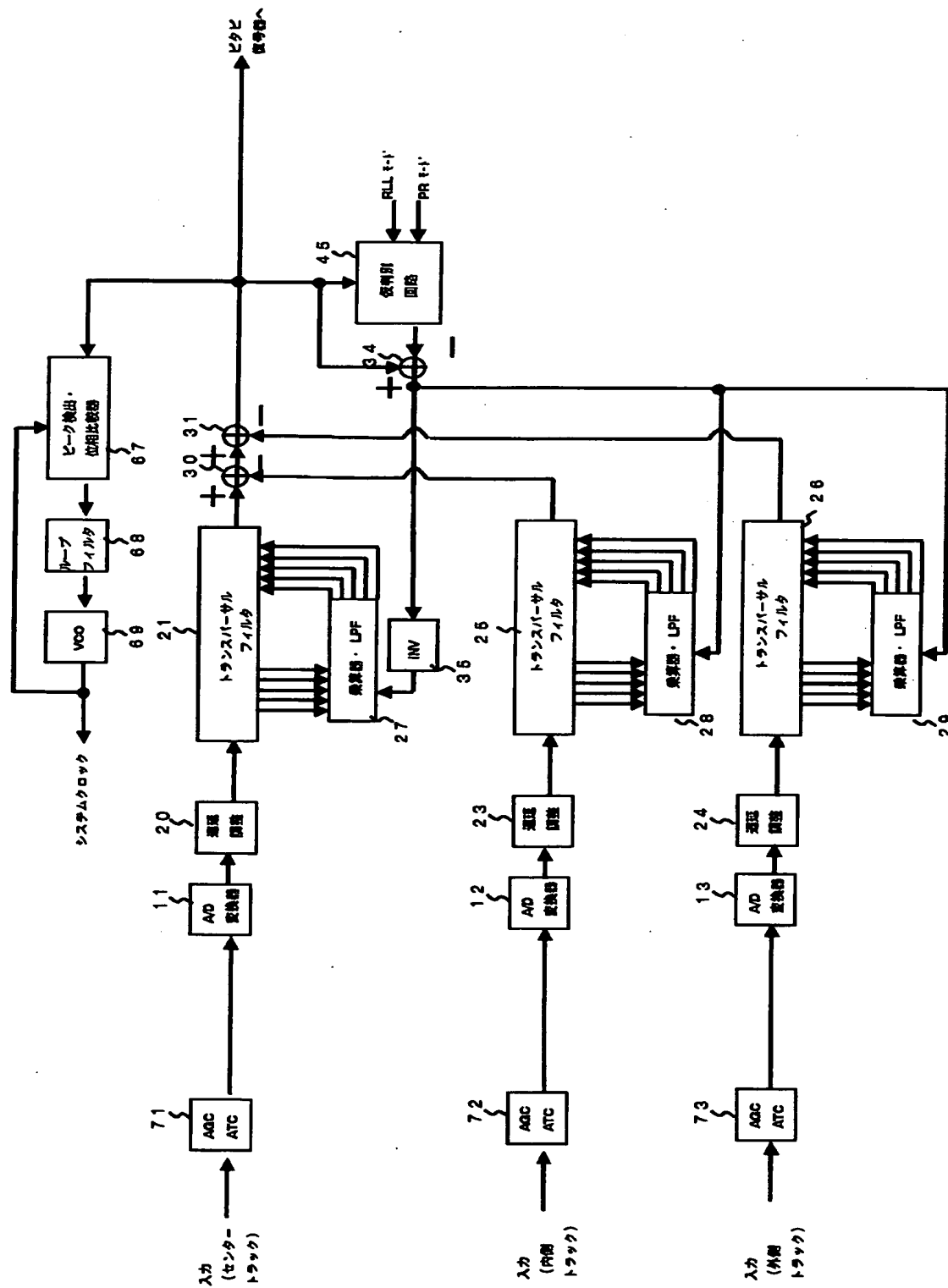
【図 16】



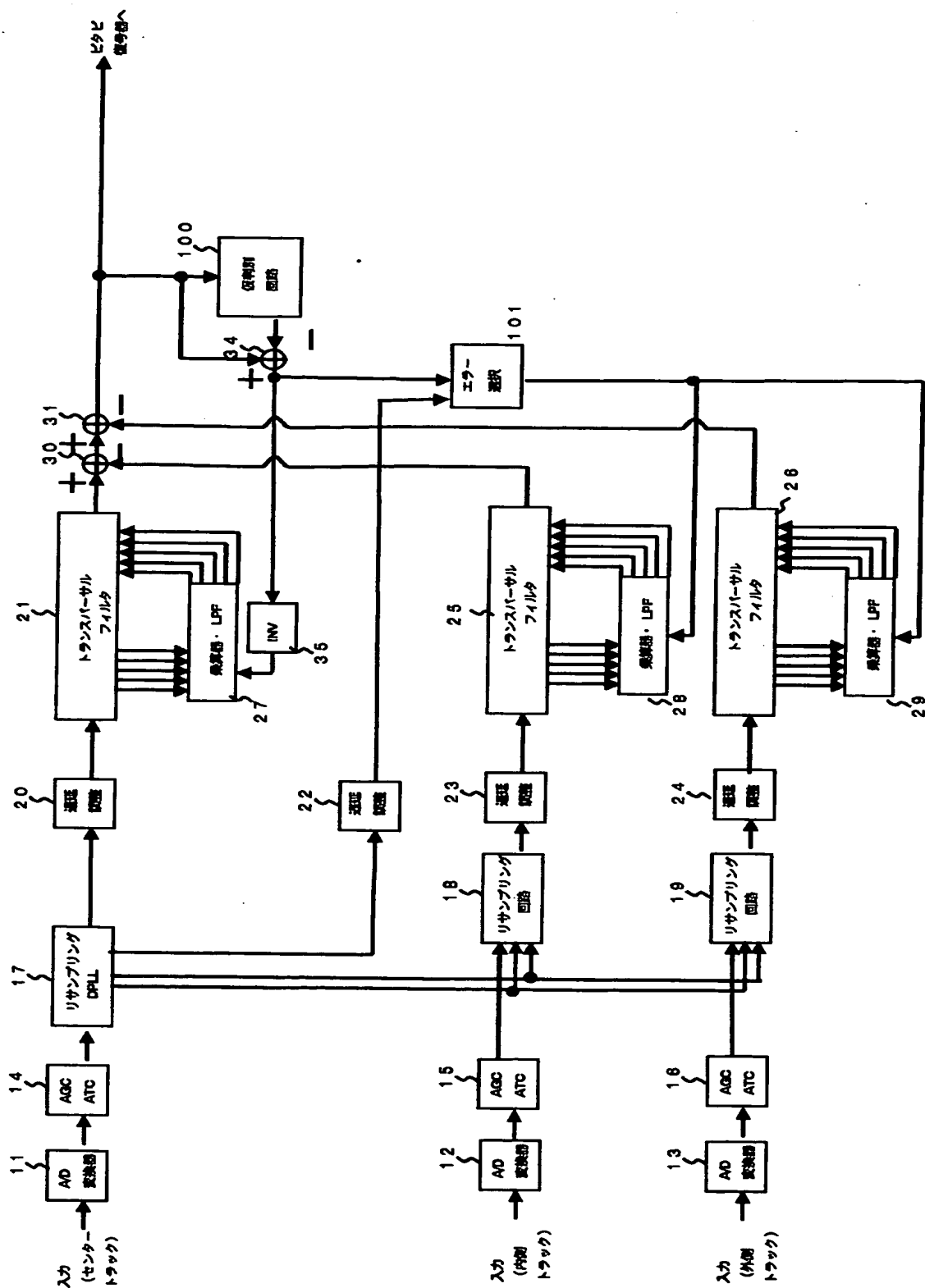
【図17】



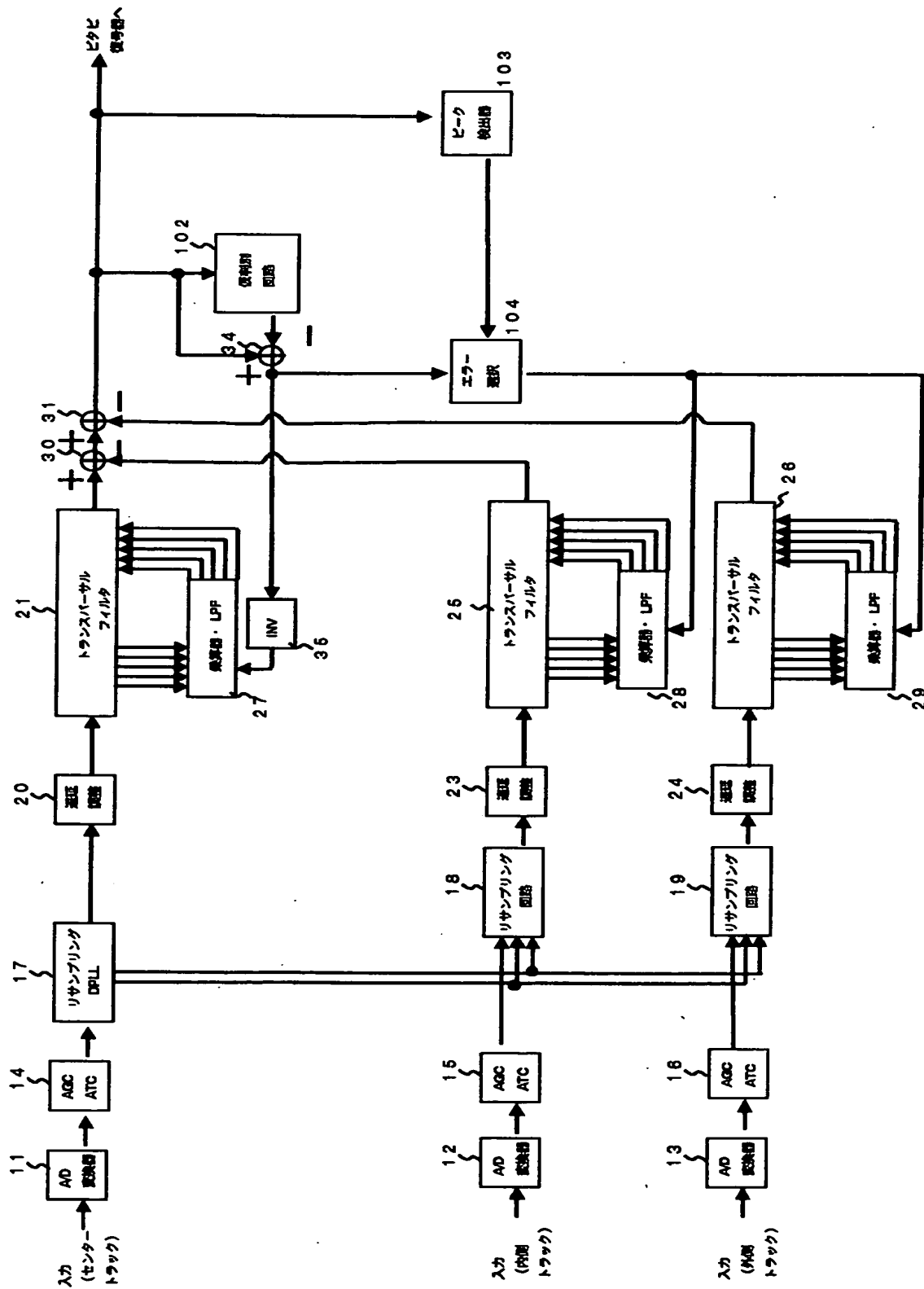
【図18】



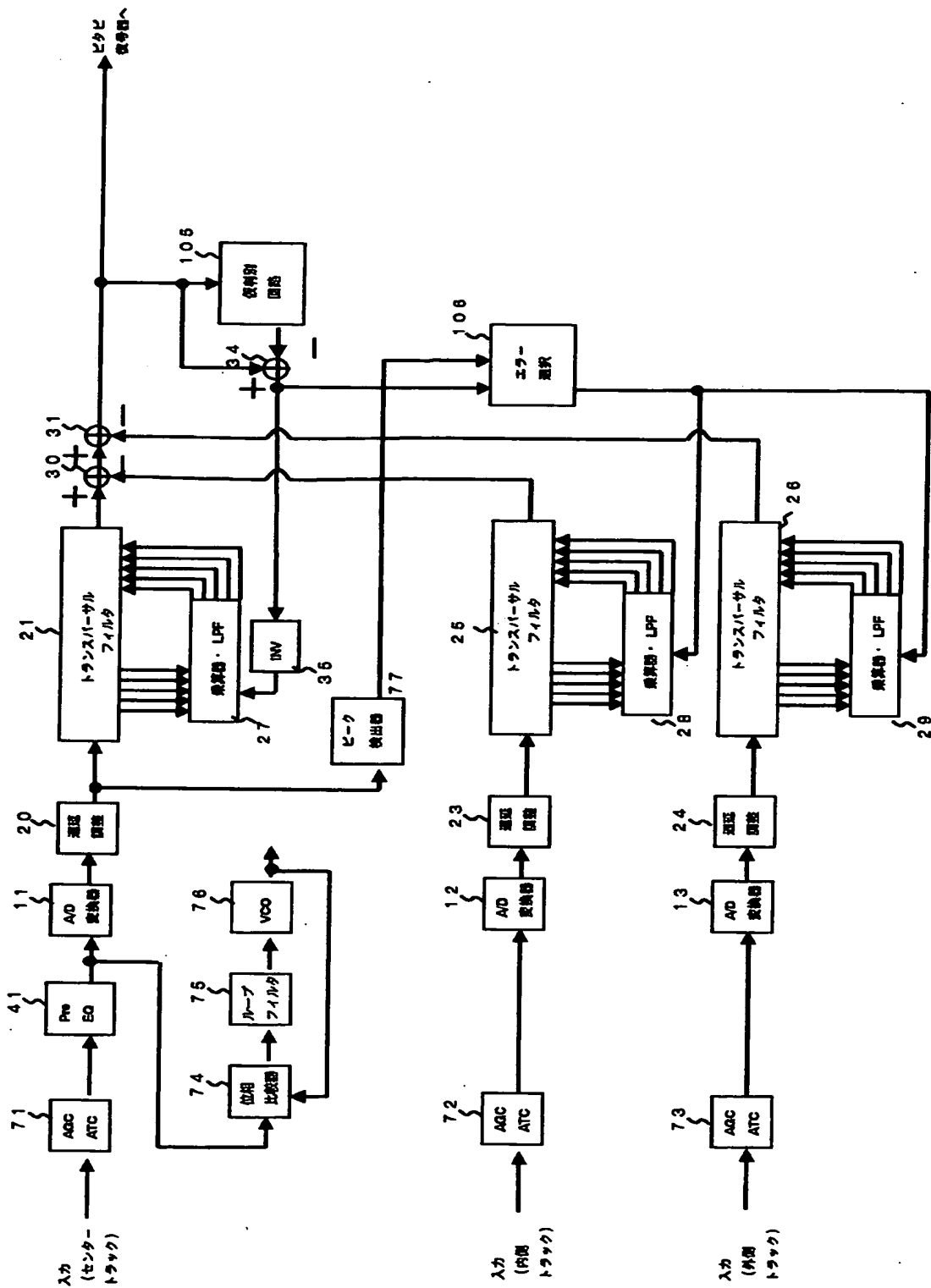
【図19】



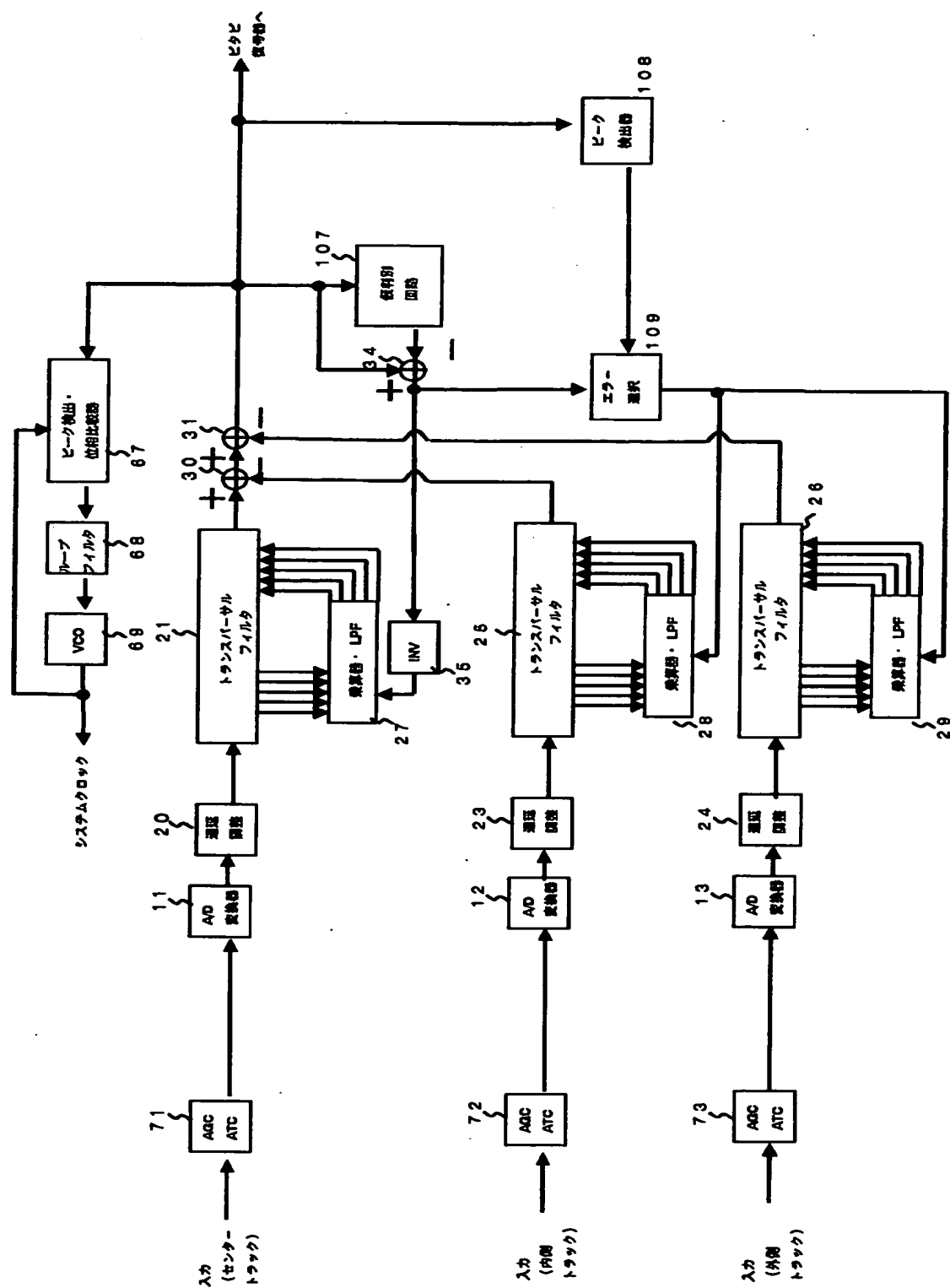
【図 20】



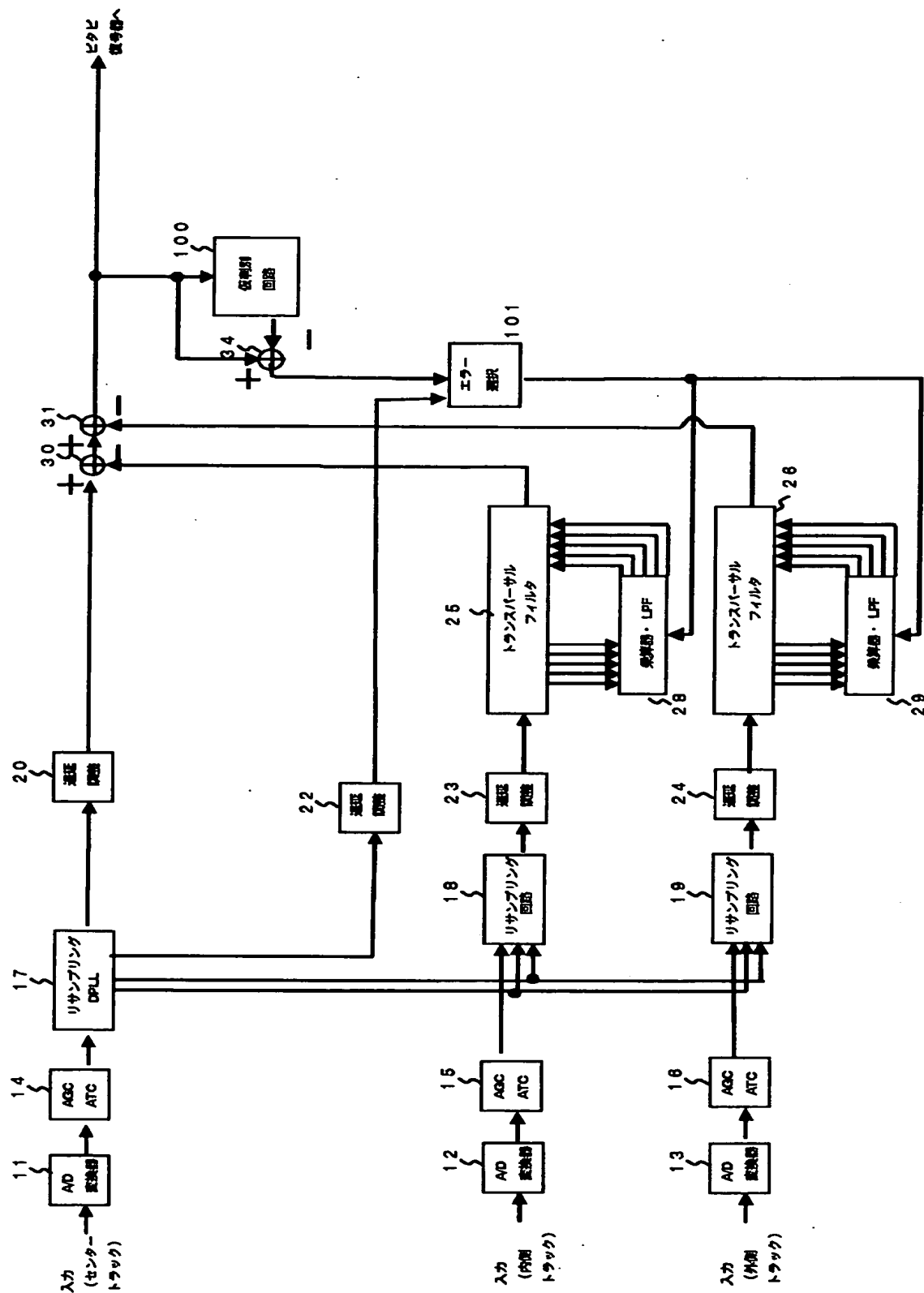
【図21】



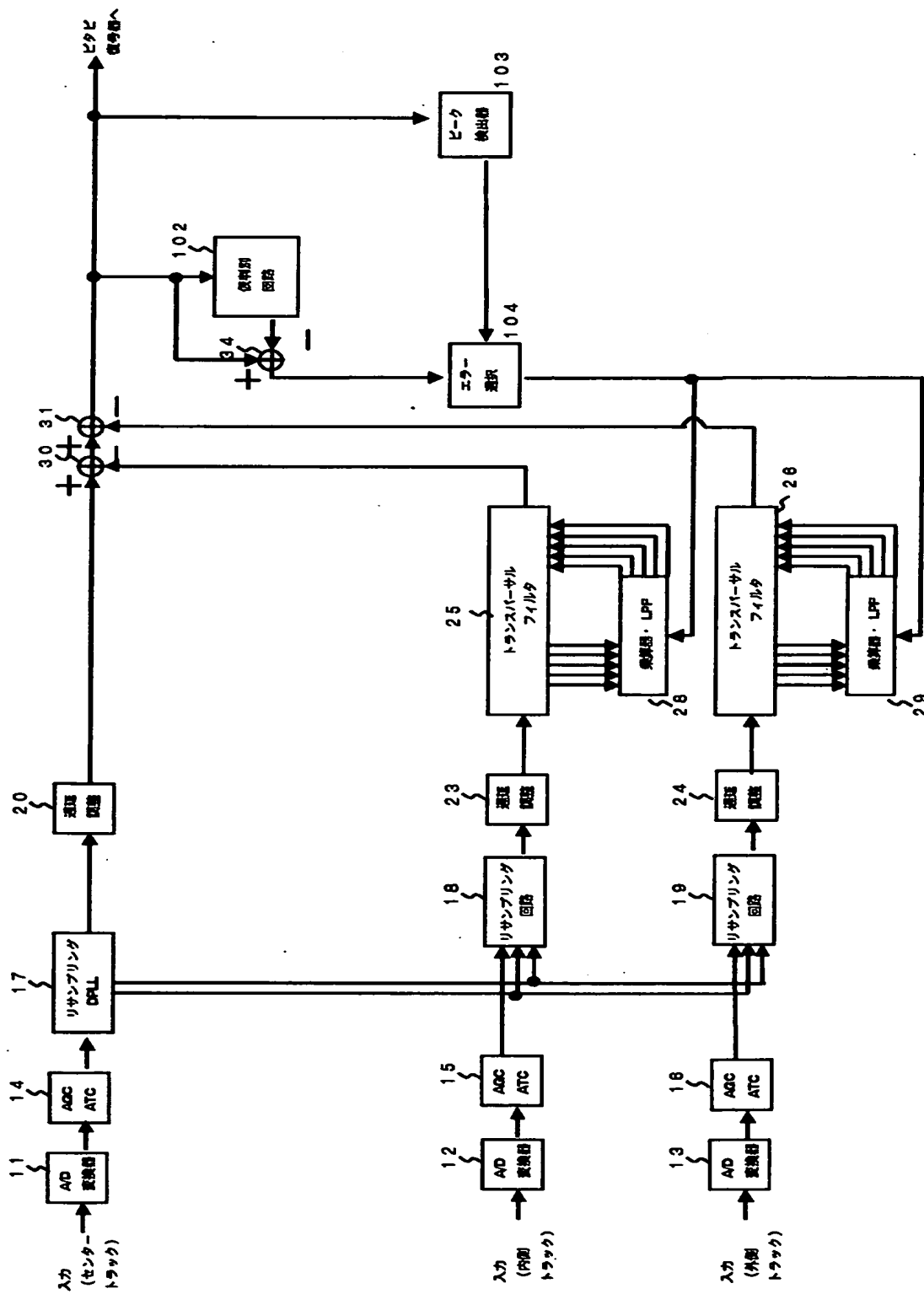
【图 2 2】



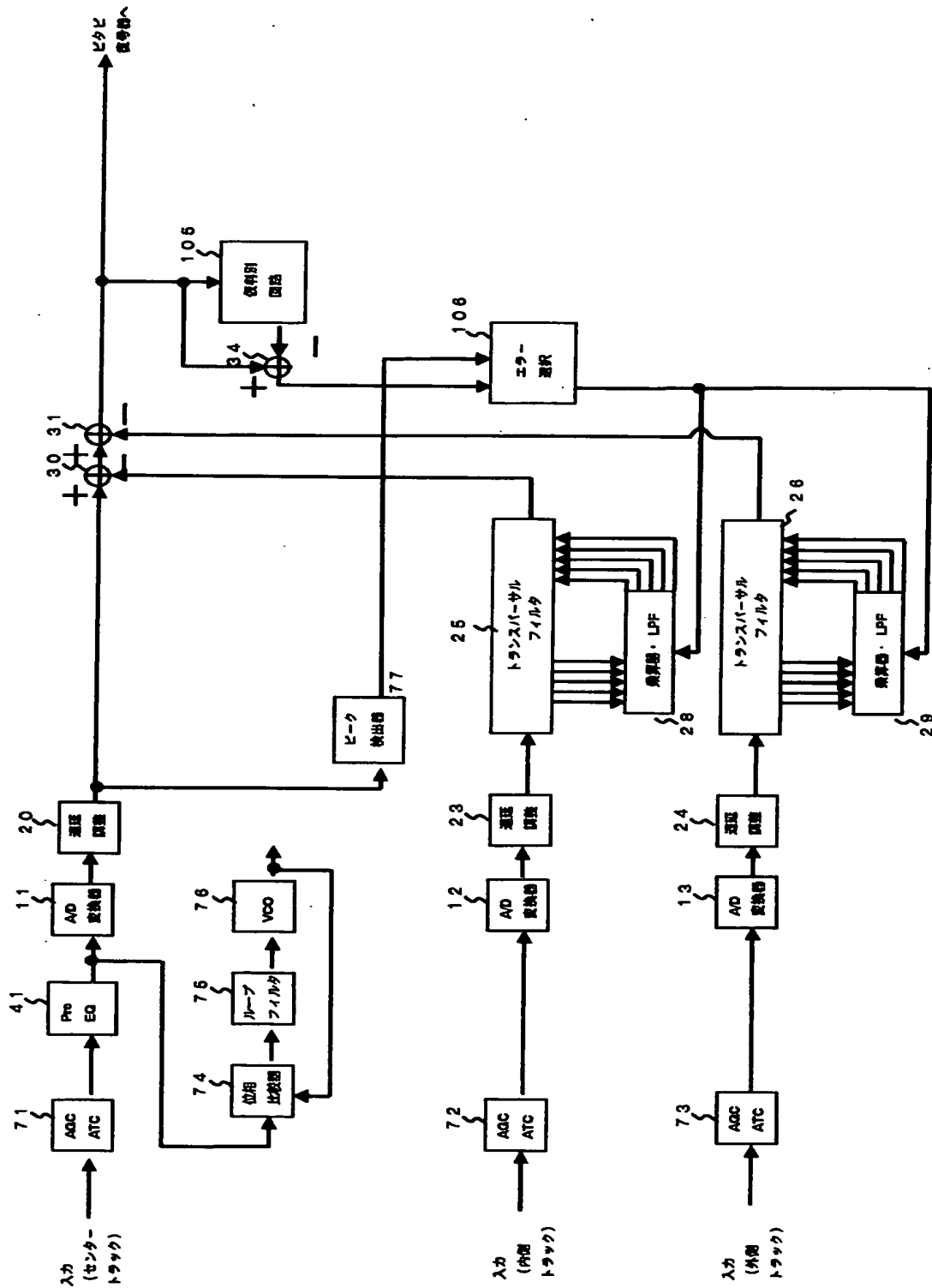
【図 23】



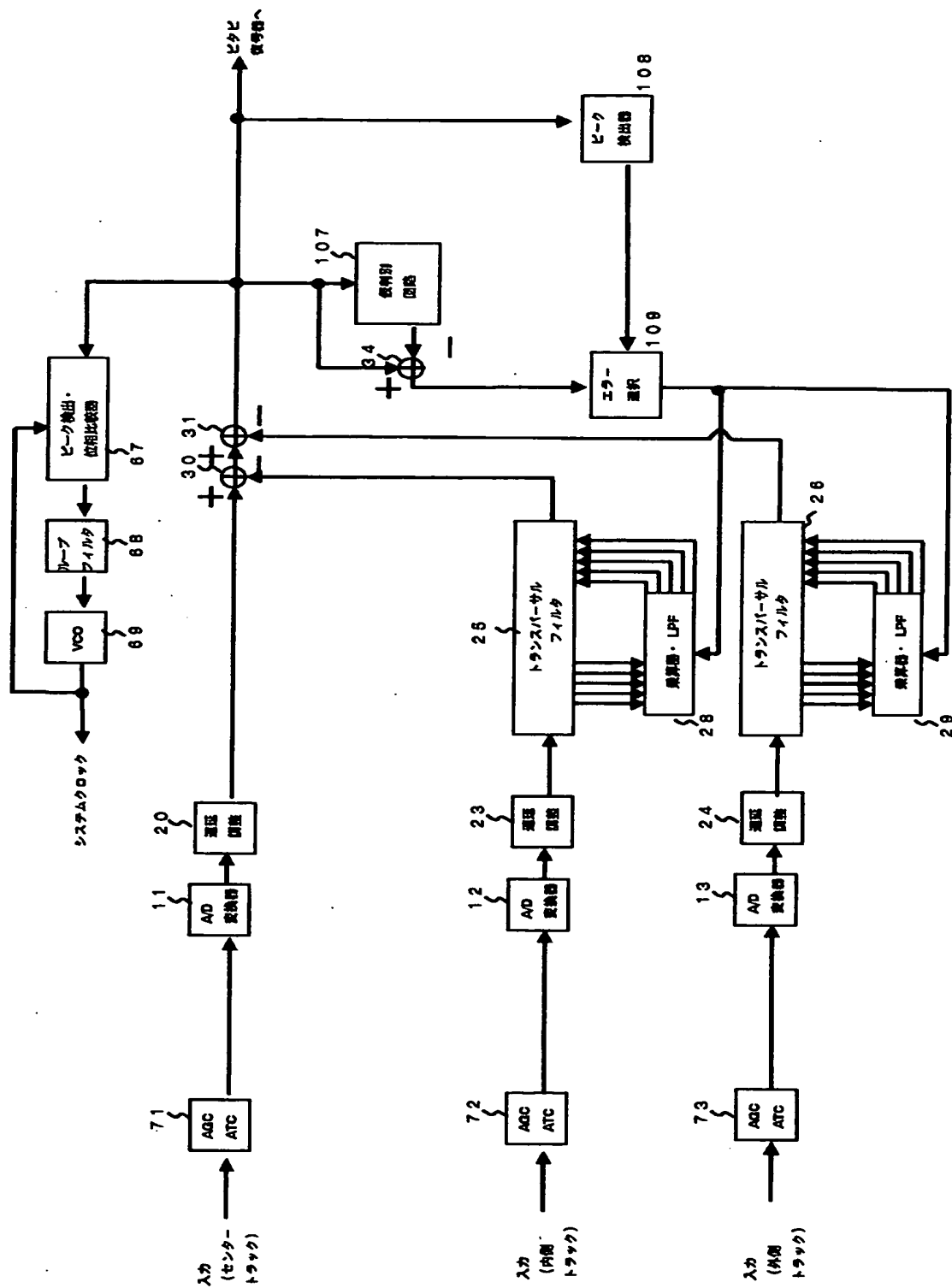
【図 24】



【図25】



【图 2 6】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 従来の記録情報再生装置ではゼロクロスサンプル値が0に収束するように可変係数フィルタのフィルタ係数を更新するようにしているため、微分系の信号に対応出来ず、また、収束が遅く、誤判別が多いという問題があり、また、パーシャルレスポンス等化を行っていないのでビタビ復号ができない。

【解決手段】 仮判別回路はパーシャルレスポンス等化を前提とした仮判別（収束目標設定）をピークポイント情報と状態遷移に基づいて行い、この仮判別値と減算器から取り出される波形等化後再生信号との差分値をエラー信号として乗算器・LPFに供給して、エラー信号が0になるように制御することで、明確な値に向かって装置の動作を収束させることができ、隣接トラックからの再生信号に基づく擬似クロストーク信号が出力され、再生トラックからの再生信号に減算される。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000004329]

1. 変更年月日 1990年 8月 8日

[変更理由] 新規登録

住 所 神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地

氏 名 日本ビクター株式会社